سلسة هندسة الإتصالات رقم 3

الاتصالات الرقمية



م. ريم مصطفى الدبس





الاتصالات الرقمية

الاتصالات الرقمية

إعداد

م. ريم الدبس



مكتبة المجتمع العربي للنشر

رقم الإيداع لدى دائرة المكتبة الوطنيّة (2004/9/2385)

621.382

الدبس ، ريم

الإتصالات الرقمية/ إعداد ريم الدبس.- عمان: مكتبة المجتمع العربي، 2004.

(   ) ص.

ر.إ : (2004/9/2385).

الواصفات: / الإلكترونيات// الفيزياء الإلكترونية//

* تمّ إعداد بيانات الفهرسة والتصنيف الأوليّة من قبل دائرة المكتبة الوطنيّة

الطبعة الأولى

2005م – 1425هـ



مكتبة المجتمع العربي للنشر

عمان – شارع الملك حسين – مجمع الفحيص التجاري

تلفاكس 4632739 – ص.ب. 8244 عمان 11121 الأردن

الفهرس

المقدمة

الحمـد لله رب العالميـن والصلاة والسلام على سيد الخلق والمرسلين سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم، أما بعد ،،،

هـذا هـو كـتاب الاتصـالات الرقمية وقد تم بعون الله تعالى إخراجه إلى حيز الوجود والذي نرجو من الله أن يكون كتاب ذا فائدة في مجال الاتصـالات حيـث أن هـذا المجـال أصبح سمة من سمات العصر الحاضر المتسارع.

وأخـيراً نسـأل الله أن يكـون هـذا العمل فائدة للجميع ونسأله النجاح والتوفيق لكل من يقرأ هذا الكتاب.

المؤلفة

الوحدة الأولى



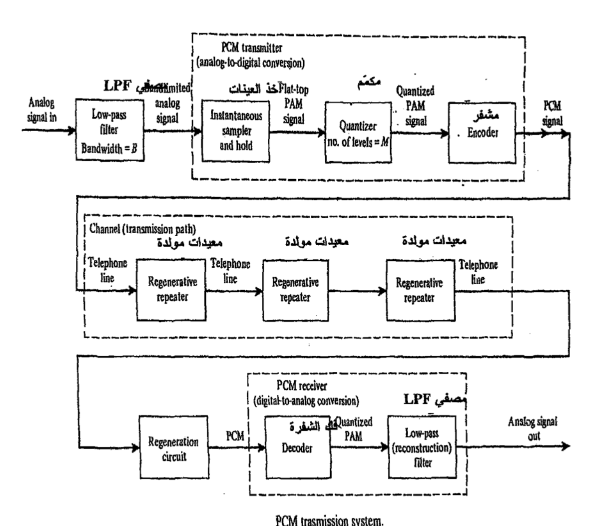
مقدمة:

ان كـــان بالإمكـــان إتمام عملية الاتصالات بالإشارة القياسية بنجاح فما الحاجة للاتصالات الرقمية؟

الإجابة على هذا السؤال هو:

1. أداء performance أنظمـــة الاتصـــالات الرقمـــية Digital Communication Systems أعلـــى مـــن أداء أنظمة الاتصالات القياسية بالرغم من تشويش النبضات الحادة Impulsive Noise.
2. ســـلامة البـــيانات Data integrity ، حيـــث تســـتخدم المعـــيدات Regenerative Repeaters فـــي أنظمة الاتصالات الرقمية DCS لإعادة توليد إشارة صافية و إرسالها بدون أي تشويش.
3. سعر القطع الإلكترونية الرقمية أقل من سعر القطع القياسية مما يجعل تمثيل الأنظمة الرقمية أسهل و أرخص.
4. معالجة البيانات باستخدام الحواسيب الرقمية لأجل التضغيط و التشفير ممكن في أنظمة الاتصالات الرقمية DCS.
5. الكشف عن الأخطاء Error Detection و تصحيح الأخطاء Error Correction ممكـــن في أنظمة الاتصالات الرقمية DCS كما تتمتع الأنظمـــة الرقمـــية بالسرية privacy و الخصوصية security نتيجة سهولة تشفير البيانات الرقمية.
6. إمكانـــية إرســـال عدد من القنوات ضمن النطاق المخصص باستخدام تقنيات التجميع الرقمي Multiplexing مما يمكننا من استغلال السعة القصوى لعرض النطاق المحدّد.

و الشـــكل التالـــي يوضح المخطط الصندوقي العام لأنظمة الاتصالات الرقمية General Block Diagram:



PCM trasmission system.

1-1 تحويـــل الإشـــارة القياســـية إلى رقمية Analog to Digital Conversion

للتدرج في طرح مادة الاتصالات الرقمية Digital Communication لا بـــد أولا من تمييز الفرق بين ثلاث أنواع مختلفة من الإشارات هي: الإشارة الرقمـــية Digital Signal و الإشـــارة القياسية Analog Signal و الإشارة المنفصلة Discrete Signal:

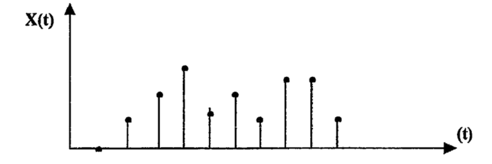
1- الإشـــارة القياســية **Analog Signal**: هــي الإشارة التي تتخذ شكل موجة ذات عدد غير محدد من القيم خلال مدى محدد من الزمن. مثال على هذا النوع من الإشارات الإشارة الجيبية ذات العلاقة:

$$S(t) = V_p \sin(2\pi ft)$$

حيــث تــتراوح القــيمة اللحظية (القيمة في لحظة معينة) لهذه الإشــارة بين $[V_p, \ -V_p]$ حيث يوجد عدد غير منته من القيم الممكنة لهــا. ففــي لحظة معينة يمكن أن تكون قيمة الإشارة V 2.34 و في لحظـــة أخـــرى V 1.129 و بالتالـــي يمكــن تصور العدد الهائل من الاحتمالات الممكنة للقيمة اللحظية للإشارة.

مــن الأمــثلة علـــى الإشارات القياسية شكل الموجة الصوتية للإنسان human speech waveform.

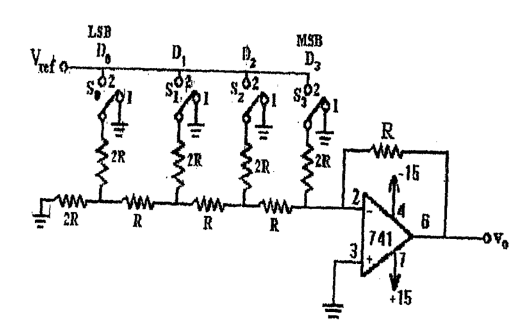
2- الإشـــارة المنفصلة **Discrete Signal** : هي إشارة قياسية معرّفة عند نقــاط منفصـــلة مـــن الزمن فقط، أي أنها تشترك مع الإشارة القياسية بـــالعدد غير المحدد للقيم الممكنة لها و لكنها تختلف عنها بكونها غير معرّفة إلا عند نقاط زمنية محددة كما هو موضح في الشكل التالي:



3- الإشـــارة الرقمـــية **Digital Signal** : هـــي إشـــارة لها هيئة الإشارة المنفصلة Discrete و لكنها ذات عدد محدد من القيم الممكنة. حيث لا نعـــير فـــي هـــذه الحالة الأرقام العشرية أهمية و إنما فقط أقرب رقم صحيح لها و بالتالي نحصل على عدد محدد من القيم للإشارة.

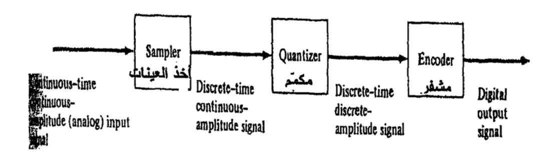
للمقارنـــة، إن عدد الاحتمالات الممكنة لقيمة إشارة جيبية ذات قيمة قصوى $V_P = 2$ V هو عدد غير منته عند اعتبار الأجزاء العشرية للرقم، أما عند تقريب الرقم إلى أقرب عدد صحيح نحصل فقط على 5 احتمالات ممكنة لقيمة الإشارة (الرقمية) و هي [-2,-1,0,1,2].

و يمكن الحصول على الإشارة الرقمية من الإشارة القياسية بإجراء عملـــية الـــتحويل مـــن القياســـي إلـــى الرقمـــي Analog to Digital Conversion. وان الدائرة التي تحول الإشارة القياسية إلى ما يكافئها من التشـــفير الثنائـــي الرقمـــي تســـمى دائرة التحويل من القياسي إلى الرقمي Analog to Digital Converter (A/DC) ، و هـــناك أمثلة كثيرة على دوائر التحويل ADC، من هذه الدوائر الإلكترونية التي تحقق هذا الغرض الدارة التالية:



Ladder Converter.

و لكـــن عند تهيئة الإشارة القياسية لتحويلها إلى رقمية لغرض تعديلها وإرســـالها فإنها تمر بمراحل عدة أكثر تعقيدا من الموضحة في الدائرة السابقة. ولابد من تصور المراحل التي تمر بها الإشارة القياسية للحصول على الإشارة الرقمية من تجزئة و تكميم و ترميز و دراسة التشويش المرافق لهذه المراحل و الشــروط الواجب مراعاتها للحصول على إشارة رقمية مكافئة للإشارة القياسية الأصــلية و التي تمكننا من استردادها مرة أخرى على الطرف الآخر من نظام الاتصال (المستقبل Receiver). و المخطط التالي يبين مراحل تحويل الإشارة القياسية إلى الإشارة الرقمية ADC:



و لابــد من التنويه لأنواع التعديل النبضي التي يمكن الحصول عليها، فكمـــا أن الإشارة القياسية تعدل تعديل ترددي FM و تعديل سعوي AM فانه يوجد أنواع من التعديل النبضي:

1- الــتعديل النبضي القياسي Pulse-Analog Modulation و الذي ينقسم بدوره إلى الأنواع التالية:

أ. تعديل اتساع النبضة Pulse Amplitude Modulation (PAM).

ب. تعديل عرض النبضة Pulse Width Modulation (PWM).

ج. تعديل مكان النبضة Pulse Position Modulation (PPM).

2- التعديل النبضي الرقمي Digital Pulse Modulation مثل:

أ. التعديل النبضي المرمز Pulse Code Modulation (PCM)

ب. تعديل دلتا Delta Modulation

و سوف نتطرق لكل من هذه الأنواع بالتفصيل خلال هذه الوحدة.

2-1 نظرية التجزئة (أخذ العينات) Sampling Theory

يمكن تصنيف الإشارة القياسية إلى نوعين:

1- إشـــارة دوريـــة **Periodic Signal** : هـــي الإشارة التي تحقق العلاقة التالية:

$$x(t) = x(t \pm nT)$$

حيث:

T: قيمة ثابتة تمثل الزمن الدوري و الذي يعرّف بأنه أقل فترة زمنية تحتاجها الإشارة لتكرّر نفسها.

مثال على الإشارة الدورية هو الإشارة الجيبية حيث أنها تحقق العلاقة السابقة:

$$\sin(\omega t) = \sin(\omega t \pm 2n\pi)$$

أي أن الإشارة الجيبية تكرّر نفسها كل فترة زمنية تساوي 2π.

2- إشارة غير دورية Non Periodic Signal : و هي الإشارة التي لا تكرر نفسها كل فترة زمنية معينة و التي لا يمكن كتابتها بالصيغة المذكورة سابقا.

ان أول مرحلة من مراحل تحويل الإشارة القياسية إلى رقمية هي عملية أخذ العينات Sampling لتحويل الإشارة القياسية إلى إشارة منفصلة discrete، والتي تتم وفقا لنظرية أخذ العينات (التجزئة) التي تنص على أن: " إذا كانت $x(t)$ إشارة قياسية ذات حزمة نطاق أساسي محدّد بالتردد f_m فيمكن تمثيلها بواسطة عينات منها تؤخذ على فترات متساوية $t = nT_s$ أو بمعدّل أخذ للعينات يساوي $f_s \geq 2f_m$ "

حيث:

f_s : معدّل أخذ العينات و يساوي $(1/T_s)$

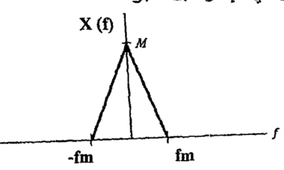
و التردد $f_s=2f_m$ يعرف بتردد نايكويست Nyquist Frequency و هو أصغر معدّل أخذ عينات إشارة ترددها f_m و وحدته samples/sec.

و يتم استرجاع الإشارة الأصلية من الإشارة المجزئة في المستقبل بواسطة مصفى تمرير حزمة ترددات منخفضة Low Pass Filter (LPF) بتردد قطع f_c، حيث:

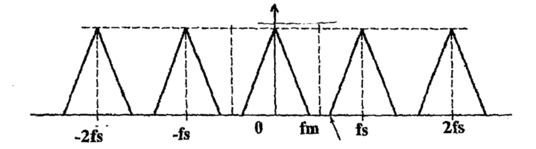
$$f_c = f_s/2$$

و الشكل التالي يثبت صحة نظرية نايكويست بالرسم:

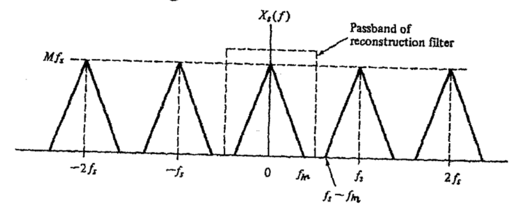
1. الطيف الترددي للإشارة قبل التجزئة:



2. الطـيف الـترددي للإشارة بعد التجزئة: تزاح إلى اليمين و إلى اليسار بمسافات تساوي nf_s، حيث n أي عدد صحيح و $f_s \geq 2f_m$:



3. باسـتخدام مصفى LPF في المستقبل بتردد قطع fc = fs/2 يتم استرجاع الطيف الترددي للإشارة الأصلية ذات التردد الأعلى fm:



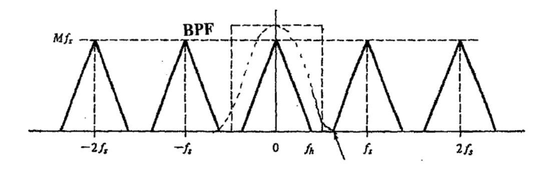
مـــن خصائص الإشارات أن الإشارة المحددة ترددياً Band limited تكون إشارة غير محددة زمنياً (إشارة دورية).

لأخذ العينات بشكل صحيح لا بد من أن تحقق الشرط:

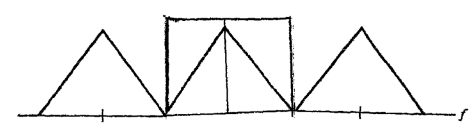
$$T_s \leq 1/2f_m$$

فـــإذا حدث أن أخذت العينات على فترات زمنية أكبر (أي $T_s \geq 1/2f_m$) فسوف ينتج خطأ يسمى Aliasing Error حيث لا يمكن الحصول على الإشارة الأصلية كاملة و بشكل صحيح من العينات المأخوذة في هذه الحالة. و الأشكال التالية توضح الإشارة الناتجة في المستقبل بعد LPF و حالة Aliasing Error:

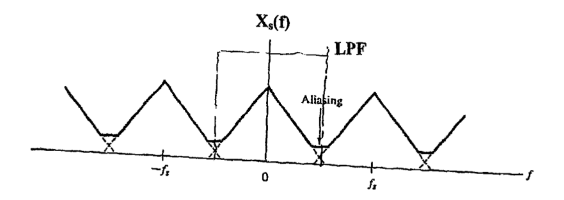
1. $f_s > 2f_m$: يـــتم استرجاع الإشارة بشكل واضح حتى لو لم يكن المصفى حاد القطع.



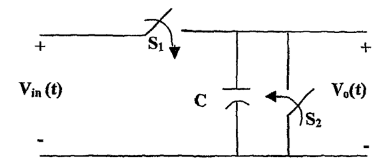
2. $f_s = 2f_m$: يـــتم اســـترجاع الإشارة و لكن لا بد من استخدام مصفى حاد لهذا الغرض.



3. $f_s<2f_m$: لا يــتم اســترجاع الإشارة بشكل صحيح و يظهر لمكونات الطيف الجانبية أثر في الإشارة المحجوزة بالمصفى (Aliasing Error).

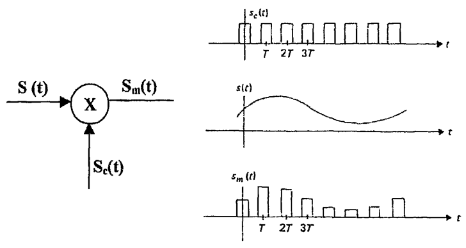


و يمكن الحصول على عينات الإشارة من خلال دائرة Sample and Hold Circuit التالية:

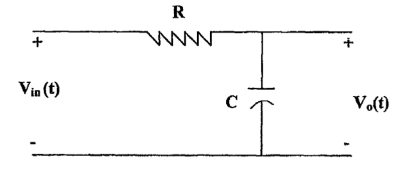


حيــث يغلــق المفتاح S_1 لحظيا عند نقاط أخذ العينات و يقوم المكثف بالشحن حتى قيمة العينة. و عندما يفتح المفتاح S_1 يبقى المكثف على حاله حتى إغــلاق المفــتاح الثاني S_2 الذي يوفر مسار للتفريغ. ان دائرة أخذ العينات و إمســاكها Sample and Hold Circuit العملية تحتاج قطع إلكترونية إضافية لمنح المكثف القدرة على الشحن بشكل سريع.

و الشـــكل التالي يوضح كيفية الحصول على العينات لإشارة قياسية من خـــلال عملـــية الضـــرب بقطار من النبضات المتتابعة الناتجة عن فتح و غلق المفتاح S_1:



و بالإمكـــان إعـــادة استرداد الإشارة الأصلية من تلك العينات بواسطة مصـــفى تمريـــر حزمة ترددات منخفضة Low Pass Filter (LPF)، و يعد مصفى RC ذو الدرجة الأولى لإعادة بناء الإشارة و الموضح في الشكل التالي مناســـب لكثـــير من التطبيقات مع مراعاة أن يكون معدّل أخذ العينات أكبر من تـــردد نايكويست (حيث أن هذا المصفى غير حاد و إنما تردد القطع يحدد عند مستوى -3 dB):



مثال1: ما قيمة تردد نايكويست للإشارة التالية :

$$S(t) = 10 \sin(6283t)$$

الحل:

أولا نحدد قيمة أعلى تردد في هذه الإشارة f_m :

$$\omega_m = 2\pi f_m$$

$$6283 = 2\pi f_m$$

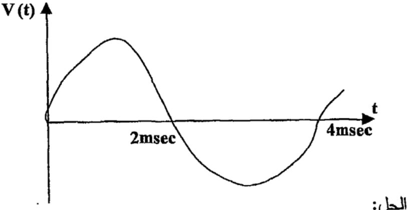
$$f_m = 6283/2\pi = 1000 \text{ Hz}$$

إذن و بتطبـيق نظرية التجزئة فان معدّل أخذ العينات للإشارة يجب أن يكون:

$$f_s \geq 2 f_m \geq 2000 \text{ Hz}$$

أي أن أقل معدّل لأخذ العينات (تردد نايكويست) يساوي: $f_s = 2KHz$

مثال2: جد الزمن الدوري للإشارة التالية و جد أكبر فترة زمنية يمكن أن تؤخذ عندها العينات منها:



الحل:

من الشكل يتضح أن الزمن الدوري يساوي:

$$T_m = 4 \text{ msec}$$

و بالتالي فان تردد الإشارة المعطاة يساوي:

$$f_m = 1/T_m = 1/4 * 10^{-3} = 250 \text{ Hz}$$

و لضمان أخذ عينات بشكل صحيح وفقا لنظرية التجزئة يجب أن تحقق المسافة الزمنية بين العينات T_s القيمة التالية:

$$T_s \leq 1/2f_m \leq 1/(2*250)$$

$$T_s \leq 2 \text{ msec}$$

مثال3: أخذت عينات من الإشارة التالية بثلاث ترددات مختلفة:

$$X(t) = 2\sin(600*\pi*t)$$

أي الترددات الثلاث يحقق نظرية التجزئة و أيها سيسبب Aliasing Error و أيها يساوي قيمة تردد نايكويست Nyquist Rate:

1- $f_s = 550$ Hz
2- $f_s = 600$ Hz
3- $f_s = 1000$ Hz

الحل:

أولا لا بد من تحديد قيمة تردد الإشارة المعطاة:

$$600\pi = 2\pi f_m$$

$$f_m = 600\pi/2\pi = 300 \text{ Hz}$$

و بالتالي فان معدّل أخذ العينات يجب أن يكون:

$$f_s \geq 2\, f_m \geq 600 \text{ Hz}$$

و بذلك يمكن الحكم على الترددات الثلاثة المعطاة:

1. $600 > 550$ ، و بالتالي سيسبب أخذ العينات بهذا المعدّل خطأ Aliasing Error و لن يتم استرجاع الموجة الأصلية من تلك العينات بشكل صحيح.
2. $f_s = 600$ Hz و هو قيمة تردد نايكويست و بالتالي يحقق نظرية التجزئة و يمكن استرجاع الإشارة الأصلية كاملة من العينات المأخوذة بهذا المعدّل بمصفى LPF حاد ذو تردد قطع يساوي $f_s/2$.

3. 600< 1000، و بالتالي يحقق نظرية التجزئة و يمكن استرجاع الإشارة الأصلية كاملة من العينات المأخوذة بهذا المعدّل بمصفى LPF ذو تردد قطع يساوي $f_s/2$.

التكميم Quantization و الترميز Encoding

ثانـــي مراحل تحويل الإشارة القياسية إلى إشارة رقمية بعد أخذ العينات وفقا لنظرية التجزئة Sampling Theory هي مرحلة التكميم Quantization

التكميم هي عملية تصنيف كل عينة من العينات المأخوذة ضمن مستوى معين من مستويات التكميم Quantizing Levels (L). و يتم تصنيف عينة ما ضمن مستوى محدد تبعا لقيمة الفولتية لهذه العينة. و بالتالي تؤدي عملية تكميم العيـــنة إلـــى تقريبها إلى أقرب قيمة من قيم مستويات التكميم و كلما ازداد عدد المستويات المكممة زادت كفاءة عملية التكميم و لكن على حساب التكلفة.

ثـــم تأتي ثالث مراحل التحويل ADC و هي الترميز Encoding، و هـــي عملـــية تمثيل كل عينة مكممة بكلمة رقمية (مكونة من عدد من الخانات الثنائـــية Bits). و العلاقة بين عدد المستويات المكممة و عدد الخانات الرقمية تعطى بالعلاقة التالية:

$$L = 2^n$$

حيث:

L: عدد المستويات المكممة Quantization Levels.

n: عدد الخانات الرقمية (النبضات) الممثلة لكل مستوى من المستويات المكممة.

ان هـــذا الـــنوع مـــن التكمـــيم يســـمى التكمـــيم المنتظم Uniform Quantization حيث أن فرق القيمة بين أي مستويين تبقى ثابتة و تساوي:

$$\Delta v = D/L$$

حيث:

Δv : الدرجـــة أو القفزة الكمية بين مستويين من مستويات التكميم التي تمثل عرض فترة التكميم.

L : عدد المستويات الكمية Quantization Levels.

D : المدى الديناميكي للإشارة الداخلة و الذي يعطى بالعلاقة:

$$D = Max(x(t)) - Min(x(t))$$

و فـــي حـــال كانـــت الإشـــارة الداخلة متناظرة حول المحور الزمني (كالإشارة الجيبية) تصبح العلاقة السابقة:

$$D = V_m - (- V_m) = 2V_m$$

حيث V_m تمثل أقصى فولتية للإشارة peak voltage.

ان الكمـــية المكممة ذات إحدى المستويات المحددة هي الناتج من عملية التكميم، و هي تحتوي على نسبة من الخطأ الناتج عـــن تقريب قيمـــــة العينة، و تعـــرف كمـــية الخطـــأ الناتجة عن الفرق بين القيمة الحقيقية للعينة المكممة و القيمة التقريبية لها (المكممة) بتشويش التكميم Quantization Noise و التي يمكن حسابها وفقا للمعادلة التالية:

$$e = X - X'$$

حيث:

e : خطأ التكميم Quantization Error.

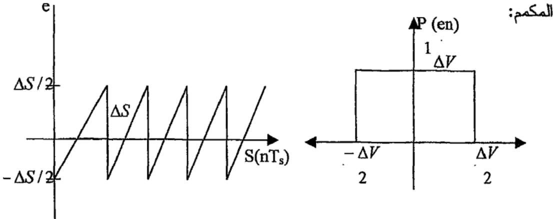
X : القيمة الحقيقية لفولتية العينة.

X' : القيمة التقريبية للعينة و التي تساوي فولتية مستوى التكميم المعني.

و حيـــث أن قيمة القفزة بين مستويين محددة بالعلاقة السابقة و متساوية بين أي مستويين (لأن التكميم منتظم uniform) فان أقصى قيمة تشويش لعملية التكميم يمكن تحديدها كما يلي:

$$E_{max} = \pm \Delta v/2$$

و الشـــكل التالـــي يبين توزيع تشويش التكميم بالنسبة إلى الإشارة الداخلة إلى المكمم:



و بالتالـــي فـــان أي قيمة الخطأ التكميم سوف تتراوح بين - ,$[+\Delta v/2$ $\Delta v/2]$ و لا يمكـــن التخلص نهائيا من هذا الخطأ و إنما يمكن التقليل من تأثيره بزيادة عدد المستويات المكممة L.

و مـــن الحســـابات المهمـــة المتعلقة بخطأ التكميم حساب متوسط مربع الخطأ Mean Square Error (E) و الذي يعطى بالعلاقة التالية:

$$E = 1/t \int (\Delta v/2t)^2 \alpha^2 \, d\alpha$$
$$= \Delta v^2/12$$

و تأتـــي أهمـــية حساب قيمة E لإيجاد النسبة بين قدرة الإشارة و قدرة التشويش Signal to Noise Ratio (SNR) و التي تعطى بالصيغة التالية:

$$SNR = P_s/E$$

حيث:

P_s: قدرة إشارة المعلومات المكممة (و التي تساوي للإشارة الجيبية $[V_m^2/2]$)

E: قـــدرة التشويش و تساوي $m_p^2/3L^2$ حيث m_p تساوي أقصى اتساع في الإشارة المرسلة.

و يمكن إعادة صياغة العلاقة الأخيرة للتعبير عن SNR بالديسيبل على النحو التالي:

$$SNR_{dB} = 10 \, Log\{ P_s/E \}$$

$$= 10 \, Log\{P_s/(\Delta v^2/12)\}$$
$$= 10 \, Log \{12 \, P_s/(D/L)^2 \}$$
$$= 10 \, Log \{12 \, P_s/(D/2^n)^2 \}$$
$$= 10 \, Log(12) + 10 \, Log(P_s) - 20 \, Log(D) + 20n \, Log(2)$$
$$= 10.79 + 6.02n + 10 \, Log(P_s) - 20 \, Log(D)$$

و عند التعامل مع إشارة جيبية يمكن تبسيط العلاقة الأخيرة بشكل أكبر لتصبح على النحو التالي:

$$(SNR)_{dB} = 10.79 + 6.02n + 10 \, Log(V_m^2/2) - 20 \, Log(2V_m)$$
$$= 10.79 + 6.02n - 30 \, Log(2)$$
$$= 10.79 + 6.02n - 9.03$$
$$= 1.76 + 6.02n$$

أي أن نسبة SNR تزداد بزيادة عدد الخانات الرقمية الثنائية الممثلة لكل عيــنة، فالعلاقـــة طردية فكلما ازداد عدد مستويات التكميم يقل خطأ التكميم و تزداد عدد النبضات الممثلة للعينة و تزداد نسبة قدرة إشارة المعلومات إلى قدرة إشـــارة التشـــويش SNR و لكن على حساب كل من التكلفة و عرض النطاق Band Width، حيــث نحتاج إلى عرض نطاق أكبر لإرسال الإشارة المرمزة كلمـــا ازداد عـــدد الخانات الرقمية. و تعطى علاقة عرض النطاق الجديد وفقا للعلاقة التالية:

$$BW_{new} = BW * n$$

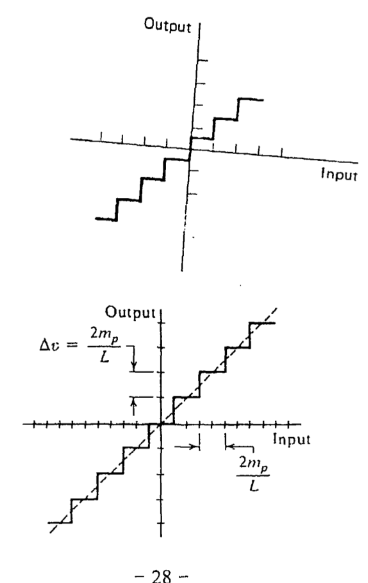
حيث:

BW_{new} : عرض النطاق المطلوب للإشارة المرمزة.

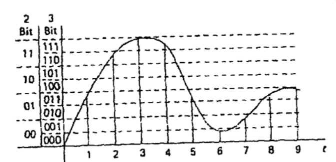
BW : عرض النطاق للإشارة الأصلية قبل الترميز.

n : عدد الخانات الرقمية bits المخصصة لترميز كل عينة.

يوجـد نوعيـن من المكممات المنتظمة Uniform Quantizes تبعا لأسـلوب التكمـيم و تحديد المستوى و هما mid-raze quantizer و mid-tread quantizer و المبين أسلوب عمل كل منهما في الشكلين التاليين:



مثال1: تم أخذ عينات من الإشارة التالية وفقا لنظرية التجزئة ثم أدخلت العيـــنات إلى دارة التكميم و الترميز ذات الثمانية مستويات كما هو موضح في الشكل التالي:



فـــإذا كـــان المكمم المستخدم من نوع mid raze quantizer و قيمة فولتية الإشارة تتراوح بين 0 و 16 فولت:

1. جــد قــيمة الفولتــية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.
2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.
3. احسب قيمة Mean Square Error (E)
4. احســـب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.

الحل:

1.من الشكل يتضح أن عدد المستويات يساوي 8 و بالتالي:

$$\Delta v = D/L$$
$$= 16/8 = 2 \text{ volt}$$

و حيــث أن المكمم من نوع mid raze quantizer فان كل قيمة للإشـــارة الداخلـــة تتراوح بين [0,2] تكمم بقيمة المستوى (1= 2/2) . و القيمة التي تتراوح بين [2,4] تكمم بقيمة المستوى (3= 3*2/2). و القيمة

التـــي تـــتراوح بيـــن [4,6] تكمم بقيمة المستوى (5=5*2/2) و هكذا ، و بالتالي:

التشفير الثنائي	رقم المستوى	فولتية التكميم للعينة	فولتية العينة	رقم العينة
011	3	7	7.6	1
111	7	15	14.7	2
110	6	13	13	3
011	3	7	7.8	4
010	2	5	4.8	5

2.بتطبيق قانون خطأ التشويش على كل عينة نحصل على القيم التالية:

أ. العينة الأولى:

$$e = X - X'$$
$$= 7.6 - 7 = 0.6 \text{ v}$$

ب. العينة الثانية:

$$e = X - X'$$
$$= 14.7 - 15 = -0.3 \text{ v}$$

ج. العينة الثالثة:

$$e = X - X'$$
$$= 13 - 13 = 0$$

د. العينة الرابعة:

$$e = X - X'$$
$$= 7.8 - 7 = 0.8 \text{ v}$$

ه. العينة الخامسة:

$$e = X - X'$$
$$= 4.8 - 5 = -0.2 \text{ v}$$

بينما قيمة أكبر قيمة تشويش فتساوي:

$$E_{max} = \pm\Delta v/2$$
$$= \pm 2/2 = \pm 1 \ v$$

و نلاحظ أن هذه القيمة أكبر من (أو تساوي) أي قيمة خطأ محسوب لأي من العينات المأخوذة.

3. بتطبيق القانون نحصل على قيمة E:

$$E = \Delta v^2/12$$
$$= 2^2/12 = 4/12 = 0.33$$

4. بتطبيق القانون نحصل على قيمة BW الجديدة:

$$BW_{new} = BW * n$$
$$= 3 * 50 \ K = 150 \ KHz$$

أي أن عرض النطاق المطلوب قد تضاعف 3 مرات عنه قبل الترميز.

مثال2: أخذت العينات التالية وفقا لنظرية التجزئة [1.9 - ,1.4- ,1.3 ,0.1 ,0.6] من الإشارة التالية:

$$S(t) = 2 \sin(200t)$$

و كان المكمم المستخدم من نوع Mid raze Quantizer ، فإذا كان عدد المستويات المكممة 4 مستويات:

1. جد قيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.
2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.
3. احسب قيمة Mean Square Error (E)
4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.

5. احسب نسبة SNR.

الحل:

1. لا تختلف قيمة عرض فترة التكميم عن المثال السابق، أي:

$$\Delta v = D/L = 2V_m/L$$
$$= 2*2/4 = 1 \text{ volt}$$

و حيـــث أن المكمـــم مـــن نوع mid raze quantizer فان كل قيمة للإشـــارة الداخلـــة تتراوح بين [1- , 2-] تكمم بقيمة المستوى (1.5-) و التي تـــتراوح بين [1,0-] تكمم بقيمة المستوى (0.5-) و التي تتراوح بين [0, 1] تكمـــم بقـــيمة المستوى (0.5) و التي تتراوح بين [1,2] تكمم بقيمة المستوى (1.5) ، و بالتالي:

التشفير الثنائي	رقم المستوى	فولتية التكميم للعينة	فولتية العينة	رقم العينة
00	0	-1.5	-1.4	1
01	1	-0.5	-0.6	2
10	2	0.5	0.1	3
11	3	1.5	1.3	4
11	3	1.5	1.9	5

2. بتطبـــيق قانون خطأ التشويش على كل عينة نحصل على القيم التالية:

أ. العينة الأولى:

$$e = X - X'$$
$$= (-1.4) - (-1.5) = 0.1 \text{ v}$$

ب. العينة الثانية:

$$e = X - X'$$
$$= (-0.6) - (-0.5) = 0.1 \text{ v}$$

ج. العينة الثالثة:

$$e = X - X'$$
$$= 0.1 - 0.4 = 0.3 \text{ v}$$

د. العينة الرابعة:

$$e = X - X'$$
$$= 1.3 - 1.5 = -0.2 \text{ v}$$

ه. العينة الخامسة:

$$e = X - X'$$
$$= 1.9 - 1.5 = 0.4 \text{ v}$$

بينما قيمة أكبر قيمة تشويش فتساوي:

$$E_{max} = \pm \Delta v/2$$
$$= \pm 1/2 = \pm 0.5 \text{ v}$$

3. بتطبيق القانون نحصل على قيمة E:

$$E = \Delta v^2/12$$
$$= 1^2/12 = 1/12 = 0.0833$$

4. بتطبيق القانون نحصل على قيمة BW الجديدة:

$$BW_{new} = BW * n$$
$$= 2 * 50 \text{ K} = 100 \text{ KHz}$$

أي أن عـرض الـنطاق المطلـوب قـد تضاعف مرتين عنه قبل الترميز.

5. عند التعامل مع إشارة جيبية حصلنا على العلاقة المبسطة التالية لإيجاد SNR:

$$(SNR)_{dB} = 1.76 + 6.02n$$
$$= 1.76 + 6.02 * 2 = 13.8 \text{ dB}$$

مـــثال3: أعد حساب E وBW و نسبة SNR في المثال السابق إذا مثلت كل عينة بواسطة 4 خانات رقمية عوضا عن الخانتين.

الحل:

أولا يجب إعادة حساب القفزة بين المستويين:

$$\Delta v = D/L = D/2^n$$
$$= (2-(-2))/2^4 = 4/2^4 = 0.125 \text{ v}$$

و بالتالي:

$$E = \Delta v^2/12$$
$$= (0.125)^2/12 = 1.3 * 10^{-3}$$

و عرض النطاق في هذه الحالة:

$$BW_{new} = BW * n$$
$$= 4 * 50K = 200 \text{ KHz}$$

و نسبة SNR تساوي:

$$(SNR)_{dB} = 1.76 + 6.02n$$
$$= 1.76 + 6.02 * 4 = 25.84 \text{ dB}$$

نلاحظ من هذان المثالين أن بزيادة عدد خانات الترميز يقل تشويش التكمـــيم (بســـبب زيـــادة عـــدد مستويات التكميم) و يزداد عرض النطاق المطلوب للإرسال و نسبة SNR (و هي فائدة مطلوبة).

مـــثال4 : إذا أردنـــا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 24 dB عند إرسال إشارة جيبية يتراوح اتساعها بين [10 , 10-] فولت فما هو:

1. أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من هذه الإشارة؟
2. عدد المستويات المكممة؟
3. عرض الفترة التكميمية بين المستوين المكممين؟

الحل:

1. من قانون SNR نعلم أن :

$$(SNR)_{dB} = 1.76 + 6.02n$$

فإذا كان المطلوب :

$$SNR > 24$$

فبالتعويض في العلاقة الأولى نحصل على:

$$24 < 1.76 + 6.02n$$
$$22.24 < 6.02n$$
$$n > 3.7$$

أي أن أقل عدد من الخانات الرقمية الواجب استخدامها هو 4 خانات (حيث لا يمكن استخدام عدد كسري من الخانات و إنما عدد صحيح كامل).

2. ان عـــدد المستويات المكممة يرتبط بعدد الخانات الرقمية حسب العلاقة التالية:

$$L = 2^n = 2^4 = 16 \text{ levels}$$

3. ان القفزة أو عرض الفترة أيضا مرتبط بعدد n لارتباطها بعدد المستويات المكممة:

$$\Delta v = D/L = D/2^n$$
$$= (10 - (-10))/2^4 = 20/16 = 1.25 \text{ volt}$$

مثال5: إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 24 dB عند إرسال إشارة غـــير جيبيـــية يتراوح اتساعها بين [1 , 2-] فولت ذات قدرة $P_s = 50$

watt (أي قدرة مساوية لقدرة الإشارة الجيبية في المثال السابق)، فما هو أقـــل عـــدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من هذه الإشارة؟

الحل:

لا بـــد في هذه المسألة من تطبيق القانون الأساسي لحساب SNR لأن العلاقة المعطاة غير جيبية:

$$SNR_{dB} = 10.79 + 6.02n + 10\,Log(P_s) - 20\,Log(D)$$

و لكن لا بد أولا من حساب قيمة D:

$$D = Max(x(t)) - Min(x(t))$$
$$= 1 - (-2) = 3 \text{ volt}$$

فإذا كان المطلوب :

$$SNR > 24$$

فبالتعويض في العلاقة الأولى نحصل على:

$$24 < 1.76 + 6.02n + 10\,Log(P_s) - 20\,Log(D)$$
$$24 < 1.76 + 6.02n + 10\,Log(50) - 20\,Log(3)$$
$$24 < 1.76 + 6.02n + 16.99 - 9.54$$
$$14.79 < 6.02n$$
$$n > 2.46$$

أي أن أقـــل عـــدد من الخانات الرقمية الواجب استخدامها في هذه الحالة هو 3 خانات.

3-1 تضغيط الإشارة الخطي و اللوغاريتمي

بشكل عام في التكميم المنتظم uniform quantization تكون كل من قدرة الإشارة المكممة و قدرة التشويش معطاة بالعلاقتين التاليتين على التوالي:

$$S_o = m(t)^2,$$

و

$$N_o = 3L^2/m_p^2$$

و بالتالي فان نسبة SNR تساوي:

$$S_o/N_o = 3\ L^2\ m(t)^{2'}/m_p^2$$

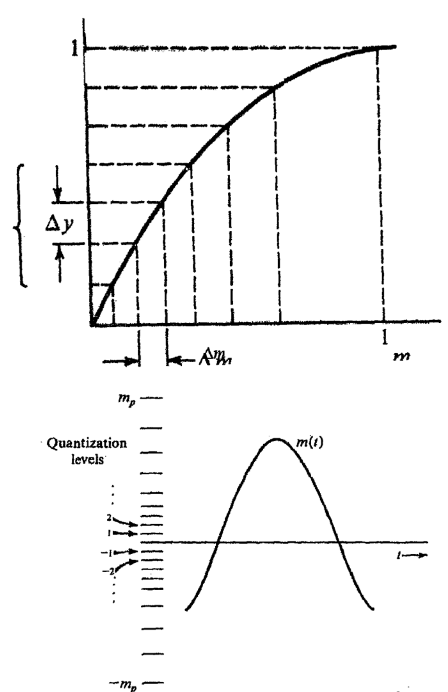
بمـــا أن تشويش التكميم يساوي $m_p^2/3L^2$ و عدد المستويات L مصمّم لقيمة قصوى m_p محددة و منفّذة في النظام فان قيمة تشويش التكميم يبقى ثابت، بينما تختلف قدرة الإشارة من متحدث إلى آخر، وحتى لنفس المتحدث فان جودة الإشارة المستقبلة سوف تفسد بشكل ملحوظ عندما يتحدث بمستوى منخفض.

إحصـــائيا، وجد أن الاتساعات الأصغر تغلب على الإشارات الصوتية بيـــنما الاتســـاعات الكبيرة أقل حدوثا. و هذا يعني أن SNR ستكون منخفضة أغلب الوقت.

مـــن صـــعوبة المشكلة أن العلاقة مباشرة بين قفزة التكميم Δv و قدرة التشويش N_q:

$$N_q = (\Delta v)^2/12$$

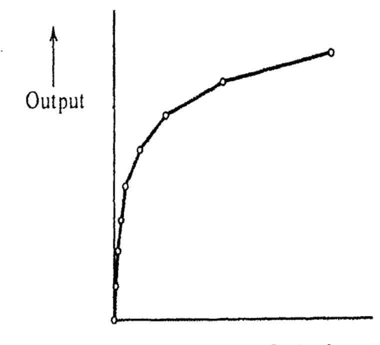
هذه المشكلة من الممكن حلّها من خلال قفزات تكميم أصغر للاتساعات الأصغر و قفزات تكميم أكبر للإتساعات الأكبر (تكميم غير منتظم nuniform Quantization) كما هو موضح في الشكل التالي:



فنلاحظ أن قيم الفولتية الصغيرة (الواقعة بالقرب من الصفر) لها قفزات تكميم صغيرة بينما الفولتية ذات القيمة الأكبر لها قفزات أكبر. و يمكن الحصول على النتيجة نفسها من خلال:

1. أولا: تضغيط compressing عينات الإشارة.
2. ثانــيا: تكمــيم العيــنات المضغوطة تكميما منتظما uniform quantization.

و الشــكل التالــي يبيــن خصــائص المدخل- المخرج لدارة التضغيط Compressor:



حيــث يمــثّل المحور السيني إشارة المدخل نسبة إلى أكبر اتساع فيها (مقســومة علــى ذلــك الاتســاع) بينما يمثّل المحور الصادي الرأسي الإشارة الخارجــة، حيث تكون القفزة للقيم الصغيرة للإشارة الداخلة أصغر من القفزات التكميمية للقيم الكبيرة و لكن تبقى القفزات لمخرج الدارة متساوية (uniform). و بذلك نحصل على قدرة تشويش قليلة للإشارة ذات القدرة القليلة.

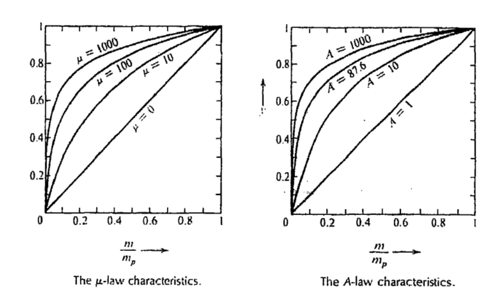
بشـــكل تقريبـــي، ينـــتج مـــن خصـــائص التضـــغيط اللوغاريتمـــي Logarithmic compression قـــدرة تشويش تتناسب تناسب طرديا مع قدرة الإشـــارة. و ذلـــك يجعل قيمة SNR مستقلة و غير معتمدة على قيمة الإشارة الداخلـــة المتغيرة بشكل ديناميكي كبير. و من بين خيارات متعددة فان اثنين من قوانين التضغيط مقبولة وفقا للمقاييس المعتمدة من قبل CCIT و هي قانون -μ (Law) المستخدم في أمريكا الشمالية و اليابان، و قانون (A-Law) المستخدم فـــي أوروبـــا و باقي دول العالم و الجسور الدولية. و تعطى قوانين التضغيط بالعلاقات التالية:

$$y = \frac{\operatorname{sgn}(m)}{\ln(1+\mu)} \ln\left(1 + \mu\left|\frac{m}{m_p}\right|\right) \qquad \left|\frac{m}{m_p}\right| \leqslant 1$$

The A-law is

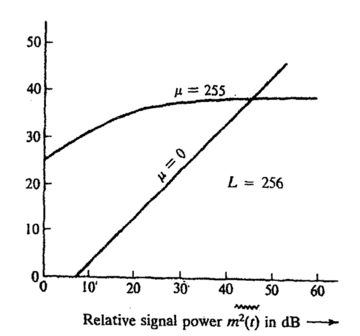
$$y = \begin{cases} \dfrac{A}{1+\ln A}\left(\dfrac{m}{m_p}\right) & \left|\dfrac{m}{m_p}\right| \leqslant \dfrac{1}{A} \\[2ex] \dfrac{\operatorname{sgn}(m)}{1+\ln A}\left[1 + \ln A\left|\dfrac{m}{m_p}\right|\right] & \dfrac{1}{A} \leqslant \left|\dfrac{m}{m_p}\right| \leqslant 1 \end{cases}$$

و الخصـــائص الممــثلة لكــل من هذان القانونان موضحة في الشكلين التاليين:



The μ-law characteristics. The A-law characteristics.

و المعـــامل μ أو A يحــدّد درجة التضغيط. و للحصول على نسبة SNR في حدود dB 40 لا بد أن نختار μ>100. و القيم القياسية المستخدمة في الأنظمة الأمريكية من هذه المعاملات هي μ=100 و μ=255 . و نتائج مماثلة نحصل علــيها بواسطة القانون A ذات القيمة A= 87.6 . و الشكل التالي يوضّح نسبة SNR للإشارة عند استخدام المعاملين μ=0 و μ=255:



و تعـــتمد قـــيمة SNR اعتمادا على قيمة معامل التضغيط على النحو التالي:

1. التضغيط باستخدام μ-Law:

$$SNR = (3\,L^2)/[Ln(1+\mu)]^2$$

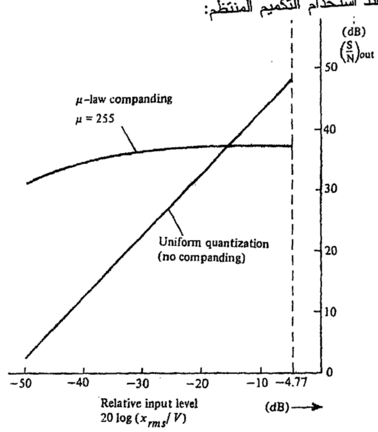
2. التضغيط باستخدام A-Law :

$$SNR = (3\,L^2)/[1 + Ln(A)]^2$$

ان هـــذه العيـــنات المضغوطة يجب إعادتها إلى هيئتها الأصلية (غير المضـــغوطة) فـــي المســـتقبل receiver بواســـطة الموسّـــع Expander ذو الخصـــائص المكملة لخصائص الضاغط Compressor في المرسل. و يطلق على دارتي الضاغط و الموسّع سويا اسم compandor.

ان تضغيط الإشارة من شأنه أن يزيد عرض النطاق و لكن هذه المشكلة لا تظهر في أنظمة PCM لأننا لا نضغط الإشارة الأصلية و إنما العينات فقط و بالتالـــي لا نحـــتاج إلى زيادة عرض النطاق المطلوب. و الشكل التالي يبين

التحســن فـــي نسبة SNR لاشارة PCM عند استخدام التضغيط عن قيمة تلك النسبة عند استخدام التكميم المنتظم:



مـــثال: قـــارن بين الحالة L=64 و الحالة L=256 من حيث عرض النطاق BW و SNR على افتراض μ=100 و تردد الإشارة f_m=4 KHz.

الحل:

بالتطبـــيق المباشر للقانون السابق نحصل على SNR لكل من الحالتين على النحو التالي:

1. عند: L=64

$$SNR = (3L^2)/[\mathrm{Ln}(1+\mu)]^2$$
$$= 3*64^2/(\mathrm{Ln}(1+100))^2$$
$$= 12288/21.3 = 576.9$$

و بالديسيبل:

$$SNR = 10\ Log(576.9) = 27.6\ dB$$

2. عند L=256:

$$SNR = (3\ L^2)/[Ln(1+\mu)]^2$$
$$= 3*256^2/(Ln(1+100))^2$$
$$= 9230.4$$

و بالديسيبل:

$$SNR = 10\ Log(9230.4) = 39.65\ dB$$

أمـــا بالنســـبة لعرض النطاق فنعلم أن عرض النطاق يعتمد على عدد النبضـات n:

1. عند L=64 :

$$L = 2^n$$
$$n = 6$$
$$BW = 2nf = 2*6*4K = 48\ KHz$$

2. عند L=256 :

$$L = 2^n$$
$$N = 8$$
$$BW = 2nf = 2*8*4\ K = 64\ KHz$$

نلاحـــظ أن عرض النطاق في الحالة الثانية ازداد بنسبة 33% عن عرض النطاق المطلوب في الحالة السابقة (8/6 = 1.33).

4-1 التعديل النبضي Pulse Modulation :

المقصود بالتعديل النبضي تعديل النبضـات الناتجة عن أخذ عينات الإشارة القياســية (وفقا لنظرية التجزئة) و تكميمها و تشفيرها إلى نبضات ثنائية. و قد يكـــون هذا التعديل قياسي (إذا كانت النبضـات قياسية أي أن يكون لها عدد غير

محدد من القيم) أو رقمي (إذا كانت النبضات ذات اتساع محدد و عرض نبضة ثابت Bit Duration).

و أنواع التعديل النبضي القياسي هي:

1. **تعديـــل اتســاع النبضــة Pulse Amplitude Modulation** (PAM) حيــث يتغير اتساع النبضة تبعا للتغير في القيمة اللحظية للإشارة القياسية مع ثبات عرض و زمن إرسال النبضة.
2. **تعديل زمن النبضة Pulse Time Modulation (PTM)** : حيث يتغــير زمن النبضة (عرض فترة النبضة أو موقع بداية النبضة) تــبعا للقيمة اللحظية للعينة المأخوذة من إشارة المعلومات مع بقاء الاتساع ثابت، و بالتالي يمكن تقسيم تعديل زمن النبضة إلى نوعين هما:

1-2 **تعديـــل عــرض النبضة Pulse Width Modulation (PWM)**: حيث يتغــير عــرض النبضــة تــبعا للقيمة اللحظية للعينة المأخوذة من إشارة المعلومــات مــع بقــاء اتساع النبضة ثابت. و من مساوئ هذا النوع من الــتعديل أننا نحتاج قدرة أكبر Power لنقل نبضة أعرض بدون الاستفادة بتحميل أي معلومة إضافية.

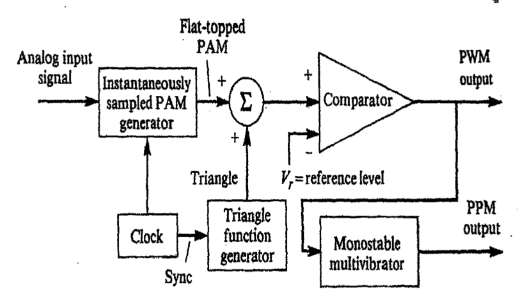
2-2 **تعديـــل مكــان النبضة Pulse Position Modulation (PPM)** : حيث يتغير مكان النبضة ثابتة العرض و الاتساع تبعا لتغير القيمة اللحظية للعينة المــأخوذة من إشارة المعلومات. و حيث أن عرض النبضة ثابت فلا توجد مشكلة الحاجة الى القدرة الإضافية كما في PWM.

و بالمقارنة بين PAM و PTM نلاحظ أن العلاقة بينهما هي كالعلاقة بيـــن التعديل السعوي AM و التعديل الزاوي Angle Modulation للإشارة القياسية حيث:

1. تعديل اتساع النبضة PAM خطي بينما تعديل زمن النبضة PTM غير خطي.
2. تعديـــل زمـــن النبضـــة PTM لديه ممانعة ضد التشويش الإضافي بينما تعديل اتساع النبضة لا يملكها.

ان تولـــيد إشــــارة PTM أســـهل من توليد إشارة تعديل نبضي مرمز PCM و لكـــن الأول ليس له تطبيقات في نقل المعلومات و لكنه يتواجد بشكل داخلي في بعض مكونات أنظمة الاتصالات.

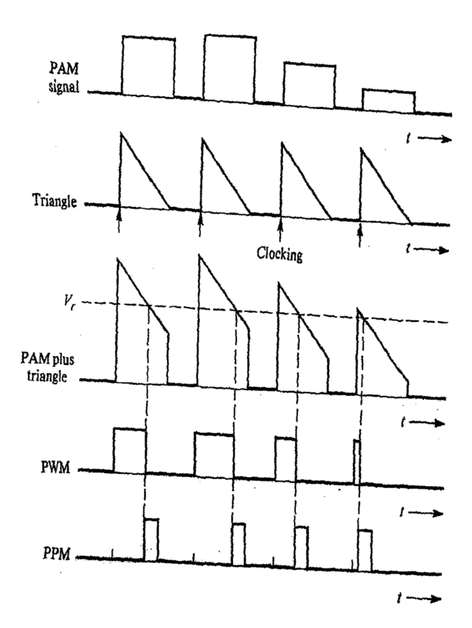
ان تولـــيد إشــــارة PTM يأتي كخطوة تالية بعد الحصول على إشارة PAM مـــن إشارة المعلومات القياسية كما هو موضح في المخطط الصندوقي التالي:



حيـــث يـــتم الحصول على إشارة PAM من الإشارة القياسية بواسطة دائـــرة أخذ العينات Sample and Hold Circuit حيث أن اتساع النبضات الـــناتجة يتناســـب مع القيمة اللحظية لإشارة المعلومات القياسية. ثم يتم إضافة إشـــارة مثلثة لإشارة PAM و مقارنة الإشارة الناتجة مع إشارة مرجعية V_{ref} بواســـطة دائـــرة مقارن العتبة Threshold comparator بحيث تنتج إشارة نبضـــات يختلف عرضها وفقا لنتيجة المقارنة. فكلما كان اتساع نبضة PAM أكـــبر كلما زادت الفترة الزمنية الممثلة للنبضة الخارجة من المقارن و بالتالي نحصل على إشارة PWM.

و باشـــتقاق هذه الإشارة نحصل على وميض impulses عند حواف نبضات PWM، و بإدخالها على دائرة مولّد نبضات أحادية Mono-stable Multi-vibrator تتولد نبضة ثابتة العرض و الاتساع عند كل impulse ناتج مـــن الحافة الهابطة لنبضة PWM و بالتالي نحصل على إشارة يتغير مكانها وفقا للقيمة اللحظية للإشارة القياسية (PPM).

و يمكـــن تتـــبع الإشـــارات الناتجة بعد كل مرحلة من مراحل الدائرة السابقة كما هو موضح في الشكل التالي:



Technique for generatin instantaneously sampled PTM signals.

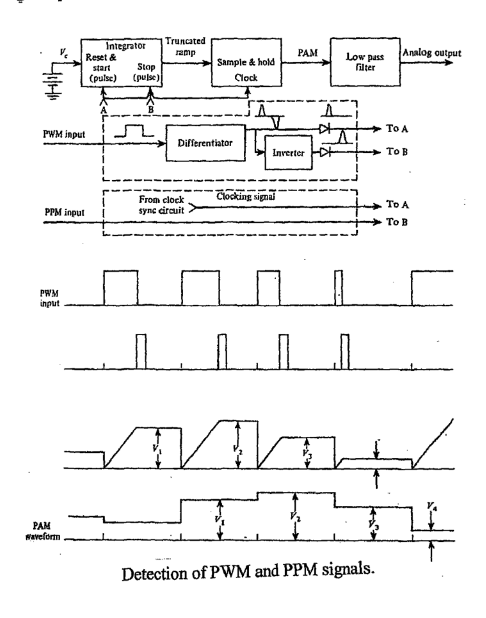
مـــن جهـــة أخـــرى يوجـــد التعديل النبضـي الرقمي Digital Pulse Modulation . حيـــث يتم فيه تشفير كل عينة تأخذ من الإشارة القياسية إلى شفرة (رمز) ثنائية خاصة، و من أنواعه:

1. التعديل النبضي المرمز Pulse Code Modulation (PCM)

2. تعديل دلتا Delta Modulation

الكشف عن إشارة PWM و PPM:

يمكن إعادة الحصول على الإشارة القياسية من إشارة PWM و إشارة PPM في دائرة الاستقبال وفقا للدارة الموضحة بالمخطط الصندوقي التالي:



Detection of PWM and PPM signals.

عند التعامل مع PWM نستخدم إشارة PWM كمفتاح تحكم بتشغيل و إيقـــاف الـــتكامل لدائرة المكامل: يكون المكامل في حالة استعداد للعمل و يبدأ بإجـــراء التكامل عند انتقال نبضة PWM من المستوى المنخفض الى المستوى العالي و يستمر التكامل حتى الانتقال الى المستوى المنخفض مرة أخرى. و إذا وصـــل مداخل المكامل بفولتية ثابتة فان المخرج يكون عبارة عن إشارة ramp مـــتقطعة. و بعـــد هـــبوط إشارة PWM الى الصفر فان اتساع إشارة ramp يتناســـب مباشـــرة مع قيمة عينة PAM . و بالتزامن نفسه فان ساعة التوقيت تشغّل أيضا دائرة أخذ و مسك العينات sample and hold circuit التي تأخذ مدخلهـــا من الإشارة الناتجة من المكامل. و في خطوة أخيرة نستطيع الحصول علـــى الإشارة القياسية من إشارة PAM بواسطة مصفى LPF كما هو موضح في الشكل السابق.

بنفس الأسلوب، يمكن الحصول على الإشارة القياسية الأصلية من إشارة PPM بتحويلها أولا إلى إشارة PAM باستخدام ساعة توقيت لتصفير و تشغيل المكـــامل. حيث يتم استخدام نبضة PPM لإيقاف المكامل. و من إشارة PAM الـــناتجة من المكامل يمكن الحصول على الإشارة القياسية بتمرير الأولى على مصفى LPF.

1-4-1 التعديل النبضي المرمز Pulse Code Modulation (PCM)

ان مـــراحل الحصـــول على PCM تتضمن أولا دائرة تحويل للإشارة القياسية إلى إشارة رقمية ADC من نوع خاص بحيث يتم تكميم العينة اللحظية إلـــى إشارة رقمية ثنائية مكافئة (كما تم ذكره سابقا). ان مميزات أنظمة PCM هـــي نفس مميزات أنظمة الاتصالات الرقمية DCS التي تم مناقشتها في بداية الوحدة.

ان كـــان معدّل أخذ العينات يساوي f_s و يتم تحويل كل عينة إلى n من النبضـــات فان المعدّل النهائي بعد التشفير يساوي (nf_s). و بالتالي فان عرض الـــنطاق Band Width (B_T) لخط نقل البيانات Transmission Line يجب أن يحقق الشرط التالي:

$$B_T \geq n\ f_s/2$$

هـــذا الشـــرط جيد لتحقيق نقل للمعلومات من الناحية النظرية، أما من الناحـــية العملـــية فـــان هناك عوامل تؤثر في عرض النطاق الضروري لنقل المعلومات بحيث أن يعدّل الشرط إلى:

$$B_T \geq n\ f_s/k \qquad 1 \leq k \leq 2$$

حيث تعتمد قيمة k على العاملين التاليين:

1. شفرة الخط Line Code
2. شـــكل النبضـــة Pulse Shape : للشفرة ثنائية القطبية Bipolar Code تكون قيمة k =1، أما لباقي الشفرات تكون قيمة k=2.

مثال1: جد عرض نطاق القناة الضروري لنقل إشارة معدّلة تعديلPCM لإشارة عرض نطاقها 4 KHz و أخذت عيناتها بمعدّل 8 K samples/sec و كـــان عـــدد مستويات التكميم 256 مستوى و استخدمت الشفرة ثنائية القطبية.

الحل:

بمـــا أن الشفرة المستخدمة هي الشفرة ثنائية القطبية فان قيمة العامل k تساوي 1.

يجب أيضا أن نحدد قيمة عدد النبضات n من عدد المستويات المكممة:

$$L = 2^n$$

$$256 = 2^n$$

$$n = 8 \text{ bits}$$

والآن يمكن تطبيق قانون عرض نطاق القناة:

$$B_T \geq n\ f_s/k$$

$$B_T \geq 8 * 8K/1$$

$$B_T \geq 64\ KHz$$

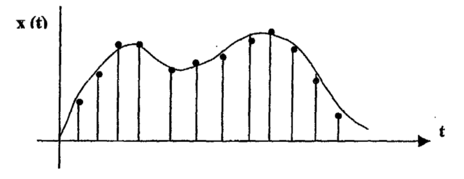
2-4-1 تعديل دلتا Delta Modulation

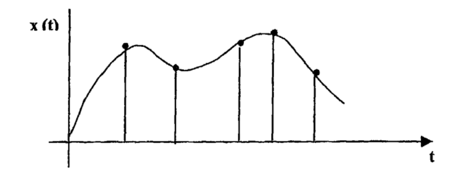
هل من الممكن تخفيض عرض النطاق الضروري لنقل الإشارة الصوتية الرقمية؟

الجواب يكمن في تعديل الفرق Delta Modulation.

ان تعديل الفرق DM هو تقنية بسيطة، الغرض منها تقليل المدى الديناميكي للعدد المشفّر، فلا يتم إرسال كل عينة بشكل مستقل و انما يتم إرسال "الفرق" بين قيمة العينة الحالية و العينة السابقة.

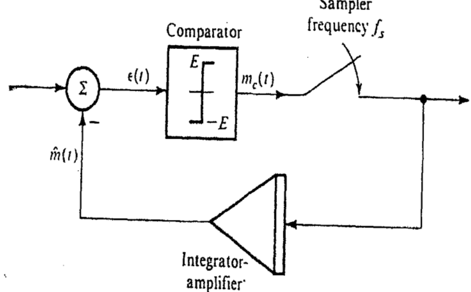
في تعديل DM يتم أخذ العينات بمعدّل أكبر 4-8 مرات عنه في تعديل PCM لغرض زيادة التقارب و التشابه Correlation بين العينات، لتوضيح العلاقة بين زيادة معدّل أخذ العينات و التقارب بين قيمة العينات نلاحظ قيمة العينات المأخوذة للإشارة التالية بترددين مختلفين حيث أن قيمة العينات المتجاورة باستخدام معدّل أكبر تكون متقاربة أكثر من العينات المتجاورة باستخدام معدّل أقل:





و نتـيـجة زيـادة معـدّل أخـذ العينات Sampling Rate فان المدى الديناميكـي للتشفير سوف يقل كما أن تشويش التكميم سوف يقل. فإذا تم تقليل معدّل إرسال البيانات الخارجة من المشفّر فإننا نحقق بذلك تطوير مهم.

و الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي لمرسلة تستخدم التعديل DM

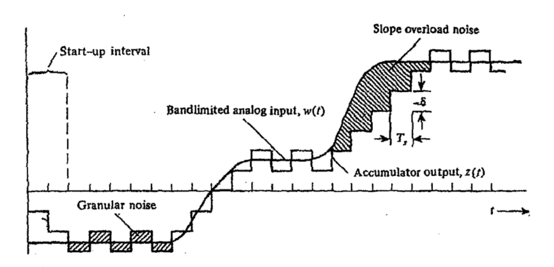


ففي تعديل DM يتم استخدام نبضة واحـدة Bit (التي تحتمل القيمتين 0 أو 1) لتشفير الفرق بين العينة الحالية و العينة السابقة على النحو التالي:

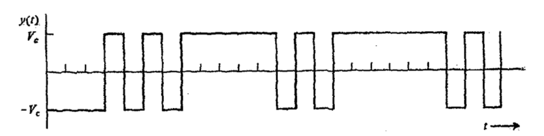
1. إذا كان الفرق بين العينتين موجب (+ve) يتم استخدام النبضة(1).

2. إذا كان الفرق بين العينتين سالب (-ve) يتم استخدام النبضة (0).

و بالتالـــي فان الإشارة الداخلة تمثّل بالتقريب بسلّم من الدرجات بخطوة تســـاوي Δ ، و بالتالي خلال فترة العينة حالة السلّم تتغير بين (Δ±) . فيما يلي مثال عن إشارة قياسية و موجة الإشارة المعدّلة تعديل DM :



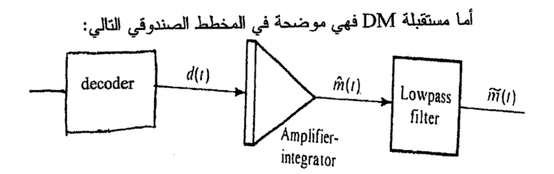
(a) Analog Input and Accumulator Qutput Waveforms



(b) DM system waveforms.

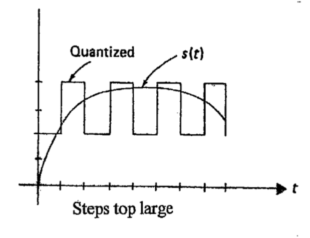
بناء على إشارة الفرق e(t) يقوم المقارن بإنتاج إحدى القيمتين Δ± ثم يقوم المشفّر بتشفير كل من القيمتين بالرمز الثنائي المكافئة لها (0 أو 1).

أما مستقبلة DM فهي موضحة في المخطط الصندوقي التالي:

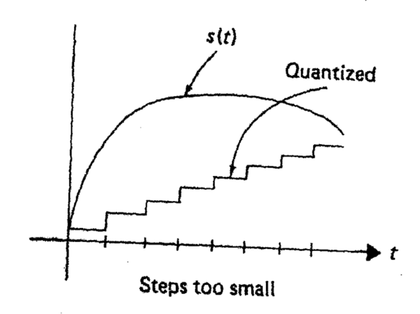


حيث يقوم فاك الشفرة Decoder بتحويل النبضة 1 إلى Δ و 0 إلى Δ-، ثـم يقوم المكامل Integration بتجميع المساحات (استرجاع شكل السلم)، و الخطوة النهائية هي تنعيم الإشارة الناتجة بواسطة مصفى تنعيم Smoothing Filter للحصول على إشارة المعلومات ذات التردد الأعلى f_m.

يظهـر نـوع مـن التشويش في تعديل الفرق DM هو تشويش العتبة Threshold Noise و الـذي يحدث عندما تكون التغيرات في الإشارة صغيرة جدا (أصغر من حجم الخطوة Δ) . لحل هذه المشكلة أو بمعنى أدق للتقليل من هـذا التشـويش يجب أن نحافظ على قيمة Δ أصغر من هذه التغيرات كما هو موضح في الشكل التالي:



مـن جهـة أخرى إذا كان حجم الخطوة صغير جداً ففي الفترات التي يـزداد (أو ينخفض) انحناء الإشارة القياسية بشدة (ميل slope شديد للإشارة) فان درجات السلّم لن تستطيع تمثيل الإشارة القياسية بشكل دقيق و هذه المشكلة يعبّر عنها بـ Slope Over Load، و الشكل التالي يوضح هذه المشكلة:



و لإيجـاد شـرط عدم حدوث slope over load يجب أن تكون نسبة قيمة الخطوة إلى زمن الخطوة أكبر من ميل الإشارة القياسية، أي:

$$\Delta/T_s > Max[d(s(t))/dt]$$

حيث:

s(t) : الإشارة القياسية.

T_s: فترة النبضة و التي تساوي مقلوب معدّل أخذ العينات ($1/f_s$).

Δ: حجم الخطوة.

و للإشـارة الجيبية ذات التردد الواحد تبسط العلاقة السابقة على النحو التالي:

$$A_{max} < \Delta/\omega T_s$$

حيث:

A_{max} : أكبر اتساع للإشارة القياسية الجيبية.

ω: تساوي $2\pi f_m$ ، حيث f_m أكبر تردد في الإشارة القياسية.

و فــي تعديل الفرق DM يمكن إيجاد نسبة قدرة إشارة المعلومات إلى قدرة التشويش SNR لإشارة معلومات جيبية بالعلاقة التالية:

$$SNR = (3/(8\pi^2))\ (f_s/f_m)^3$$

حيث:

f_s : معدّل أخذ العينات.

f_m : أكبر تردد في الإشارة القياسية.

مــثال1: مـــا قيمة الخطوة اللازمة لتجنب slope over load لتعديل الإشارة الجيبية التالية:

$$S(t) = 1\ \sin(2000t)$$

إذا كان معدّل أخذ العينات يساوي 8KHz.

الحل:

أولا نجد الفترة الزمنية للخطوة:

$$T_s = 1/f_s = 1/8K = 125\mu\ sec$$

حيــث أن جمــيع المعطــيات الآن متوفرة يمكن التعويض المباشر في العلاقة السابقة:

$$A_{max} < \Delta/\omega T_s$$

$$\Delta > A_{max}\,\omega T_s$$

$$\Delta > 1 * 2000*125*10^{-6}$$

$$\Delta > 0.25\ volt$$

مثال2: جد نسبة SNR لإشارة عدّلت تعديل DM إذا كان تردد الإشارة القياسية يساوي 1500 Hz و معدّل أخذ العينات يساوي 10 KHz.

الحل:

بالتعويض المباشر في قانون SNR نحصل على:

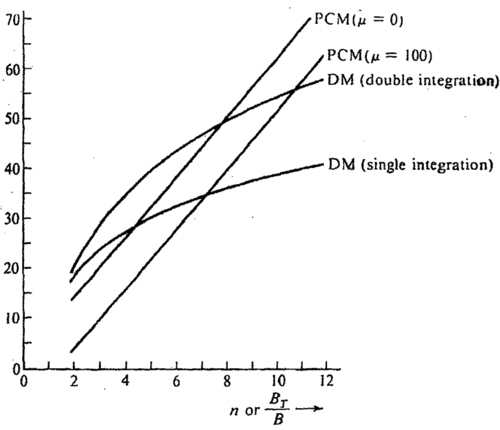
$$SNR = (3/(8\pi^2))\,(f_s/f_m)^3$$
$$= (3/(8\pi^2))\,(10/1.5)^3$$
$$= 11.26$$

مقارنة بين PCM و DM

يمكن المقارنة بين نوعي التعديل PCM و DM في ثلاث نقاط:

1. نسبة SNR

الشكل التالي يبين نسبة SNR لإشارات PCM و إشارة DM عند قيم مختلفة من عدد النبضات n:



Comparison of DM and PCM.

فنلاحظ أن إشارة PCM ذات نسبة SNR أعلى من DM عندما تكون n> 10.

2. تأثير أخطاء النقل Transmission Error

ان DM ذات ممانعـــة immune أعلى من PCM لهذا النوع من الأخطاء، و ذلك لأن في PCM وزن الخانة الرقمية مؤثر. ففي رقم مكون من 8 خانات رقمية يكون تأثير الخطأ في الخانة ذات القيمة الأكبر MSB أكـــبر مـــن تأثير الخطأ في الخانة ذات القيمة الأصغر LSB بمقدار 128 مـــرة. أمـــا في DM كل الخانات الرقمية ذات وزن متساوي و ذات نفس الأهمية.

3. عرض النطاق Band Width (BW)

لإرسال إشارة صوتية بنفس الجودة في DM و PCM يجب أن يتم أخذ العينات في DM بتردد يساوي f_s=100 KHz أما في PCM فيساوي التردد f_s=64 KHz، و بالتالي فان DM تحتاج إلى عرض نطاق أكبر من PCM.

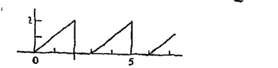
أسئلة الوحدة الأولى

س1) ما الفرق بين الإشارة القياسية و الإشارة الرقمية؟

س2) ما الفرق بين الإشارة الرقمية و الإشارة المنفصلة؟

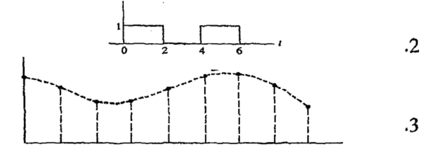
س3) حدّد نوع كل من الإشارات التالية (قياسية ، منفصلة، رقمية):

.1



.2

.3

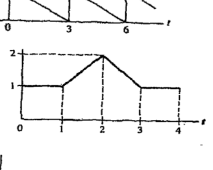


س4) ما الفرق بين الإشارة الدورية و الإشارة غير الدورية ؟

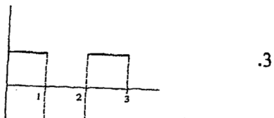
س5) حـــدّد نـــوع الإشارات التالية (دورية أو غير دورية) و جد الزمن الدوري و التردد للدورية منها:

.1

.2



.3



س6) ما المقصود بدائرة ADC ؟

س7) على ماذا تنص نظرية التجزئة Sampling Theory ؟

س8) ما المقصود بتردد نايكويست Nyquist frequency ؟

س9) ما المقصود بـ Aliasing Error ؟

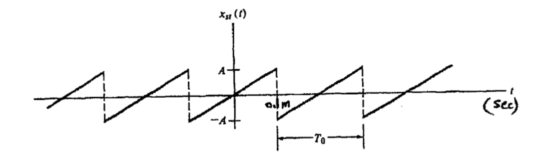
س10) كيف تقوم دائرة Sample and Hold Circuit بأخذ العينات ؟

س11) كـيف يمكن إعادة استرداد الإشارة الأصلية من العينات المأخوذة وفقا لنظرية التجزئة؟

س12) ما قيمة تردد نايكويست للإشارة التالية :

$$S(t) = 10\sin(8000t)$$

س13) جد الزمن الدوري للإشارة التالية و جد أكبر فترة زمنية يمكن أن تؤخذ عندها العينات منها:



س14) أخذت عينات من الإشارة التالية بثلاث ترددات مختلفة:

$$x(t) = 2\sin(1000*\pi*t)$$

أي الـترددات الثلاث يحقق نظرية التجزئة و أيها سيسبب Aliasing Error و أيها يساوي قيمة تردد نايكويست Nyquist Rate:

1. $f_s = 1000$ Hz
2. $f_s = 800$ Hz
3. $f_s = 3000$ Hz

س15) أخذت عينات من الإشارة التالية بثلاث ترددات مختلفة:

$$x(t) = 4\cos(1000t)$$

أي الترددات الثلاث يحقق نظرية التجزئة و أيها سيسبب Aliasing Error و أيها يساوي قيمة تردد نايكويست Nyquist Rate:

1. $f_s = 100\ Hz$
2. $f_s = 318.3\ Hz$
3. $f_s = 400\ Hz$

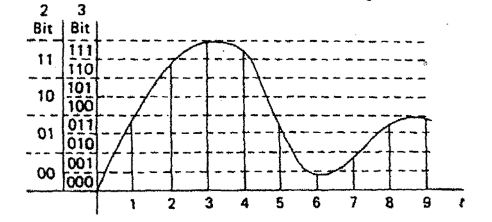
س16) ما المقصود بالتكميم Quantization ؟

س17) ما المقصود بالتكميم المنتظم Uniform Quantization ؟

س18) ما المقصود بعرض فترة التكميم ؟

س19) ما المقصود بالترميز Encoding ؟

س20) تم أخذ عينات من الإشارة التالية وفقا لنظرية التجزئة ثم أدخلت العينات إلـى دارة التكميم و الترميز ذات الثمانية مستويات كما هو موضح في الشكل التالي:



فـإذا كـان المكمم المستخدم من نوع mid raze quantizer و قيمة فولتية الإشارة تتراوح بين 0 و 12 فولت:

1. جـد قـيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.
2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.
3. احسب قيمة Mean Square Error (E) لتشويش التكميم.
4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.

س21) أعد الإجابة على السؤال السابق إذا كان المكمم المستخدم من نوع Mid Tread Quantizer .

س22) أخذت العينات التالية وفقا لنظرية التجزئة [1.7, 0.1, -1.6, -2.4, 2.8, -1.1,]- من الإشارة التالية:

$$S(t) = 3\cos(3000t)$$

و كان المكمم المستخدم من نوع Mid raze Quantizer ، فإذا كان عدد المستويات المكممة 8 مستويات:

1. جد قيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.
2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.
3. احسب قيمة Mean Square Error (E) لتشويش التكميم.
4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.
5. احسب نسبة SNR.

س23) أعـد حسـاب E و BW و نسبة SNR في السؤال السابق إذا مثّلت كل عينة بواسطة 4 خانات رقمية عوضا عن 3 خانات.

س24) إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 50 dB عند إرسال إشارة جيبية يتراوح اتساعها بين [-6 , 6] فولت فما هو:

1. أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من هذه الإشارة؟
2. عدد المستويات المكممة؟
3. عرض الفترة الكمية بين المستوين المكممين؟

س25) إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 50 dB عند إرسال إشارة غـير جيبية يتراوح اتساعها بين [-3 , 6] فولت ذات قدرة $P_s=$ 28 watt ، فمـا هو أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من هذه الإشارة؟

س26) ما الفرق بين التكميم المنتظم uniform quantization و التكميم غير المنتظم Non-uniform quantization ؟

س27) أي الإشـارتين التـي نـتوقع لها قدرة ثابتة و أيها التي نتوقع لها قدرة متغيرة و على ماذا يعتمد هذا التغير:

1. قدرة الإشارة الصوتية.
2. قدرة تشويش التكميم Quantization noise.

س28) كـيف يمكن الحصول على إشارة مضغوطة (ذات قفزات تكميم صغيرة عند قيم الفولتية الصغيرة)؟

س29) أين يستخدم القانون A-Law و أين يستخدم القانون μ-Law ؟

س30) قـارن مـن حيـث عرض النطاق BW و SNR بين نظامين أحدهما يستخدم عدد من مستويات التكميم يساوي L=128 ، و الآخر يستخدم عدد من المستويات يساوي L=256 . على افتراض μ=255 و تردد الإشارة f_m=4 KHz.

س31) ما الفرق بين التعديل النبضي القياسي و التعديل النبضي الرقمي؟

س32) قارن بين تعديل اتساع النبضة PAM و تعديل زمن النبضة PTM.

س33) وضّح بمخطط صندوقي مراحل الحصول على :

1. PAM.
2. PWM.
3. PPM.

س34) ما مراحل الحصول على إشارة PCM ؟

س35) كيف يمكن استرجاع إشارة المعلومات القياسية من إشارة PPM

س36) كيف يمكن استرجاع إشارة المعلومات القياسية من إشارة PWM ؟

س37) على ماذا تعتمد قيمة المعامل k المحدد لقيمة عرض نطاق الإرسال؟

س38) جـد عـرض نطـاق القناة الضروري لنقل إشارة معدّلة تعديلPCM لإشـارة عـرض نطاقهـا 6 KHz و أخـذت عيـناتها بمعدّل 12 K samples/sec و كـان عدد مستويات التكميم 128 مستوى و استخدمت الشفرة ثنائية القطبية.

س39) ما الغرض من تعديل الفرق DM؟

س40) ما الفرق بين معدّل أخذ العينات في PCM عنه في DM؟

س41) وضح المخطط الصندوقي لمرسلة تستخدم التعديل DM.

س42) وضح المخطط الصندوقي لمستقبلة تستخدم التعديل DM.

س43) مـا المقصود بتشويش العتبة Threshold Noise و في أي نوع من التعديل يظهر هذا التشويش؟

س44) كـيف يمكـن التقلـيل من تأثير تشويش العتبة Threshold Noise؟

س45) مـــا المقصـــود بمشكلة slope over load؟ ما الشرط الواجب توفره لتجنب حدوث هذه المشكلة؟

س46) مـــا حجـــم الخطوة اللازم لتجنب slope over load لتعديل الإشارة الجيبية التالية:

$$S(t) = 3 \sin(400t)$$

إذا كان معدّل أخذ العينات يساوي 16 KHz .

الوحدة الثانية



مقدمة

قــبل إرســـال إشـــارة PCM لا بـــد من تحويلها إلى موجة كهربائية electrical waveform ، حيـــث يتم تمثيل حالتي النظام الثنائي (0 و 1) في سلسلة متتالية من النبضات bits ذات شفرة code أو صيغة خاصة format. و لابد أن تتمتع هذه الصيغ ببعض الخصائص، منها:

1. التزامـــن الذاتـــي Self Synchronization : الشفرة يجب أن تعطي المســـتقبل Receiver معلومة ليستخلص ساعة التوقيت Clock ليحدد لحظة بداية التراسل.
2. احتمالية قليلة لخطأ نبضة low Probability of Bit Error: ضمن عـــرض الـــنطاق و القـــدرة المحـــددان للنظام يجب أن تحقق الشفرة المســـتخدمة أقـــل احتمالية خطأ للنبضة P_e، حيث يجب أن يكون معدّل خطأ الجزء 10^{-4} = Bit Error Rate (BER).
3. إمكانـــية كشـــف الخطـــأ Error Detection و تصـــحيحه Error Correction لتحقـــيق معدّل خطأ الجزء المرجو (حيث أن معدّل خطأ الجـــزء للقنوات الصوتية 10^{-7}، أي يجب تحسينه 1000 مرة للوصول إلى 10^{-4}).
4. الشـــفافية Transparency: البـــيانات المرســـلة يجب ان يتم استقبالها بواسطة المستقبل بشكل صحيح، أي أن السلسلة البيانات يجب أن تعرّف في المستقبل بنفس التمثيل الذي تم في المرسل.
5. عرض نطاق الارسال BW يجب أن يكون أصغر ما يمكن.
6. توزيـــع الطيف الترددي للقدرة Power Spectral Density (PSD) للشفرة المستخدمة يجب أن لا يحتوي أن مكونة DC.

و يوجد أنواع عدة من الشفرات أو الرموز المستخدمة في تمثيل البيانات الرقمية المرسـلة و لكـل منها خصائص و مميزات و سيئات سنتعرف على كل منها بالتفصيل خلال هذه الوحدة.

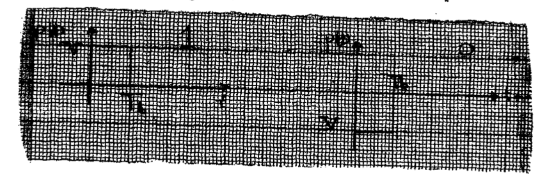
1-2 الترميز بشفرة ثنائية القطبية Polar Signaling

في هذه الشفرة يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 بنبضة موجبة الشحنة و تمثيل الحالة الرقمية 0 بنبضة سالبة الشحنة ذات نفس القيمة:

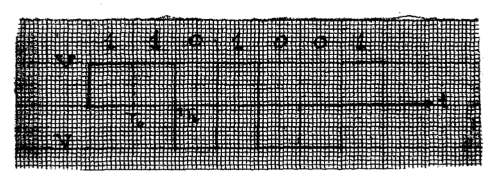
1 يمثّل بـ $p(t)$

0 يمثّل بـ $-p(t)$

و الشكل التالي يبين شكل النبضة الممثلة للحالتين 0 و 1:



مـثال على هذا الترميز التمثيل التالي لسلسلة من البيانات الرقمية بالشفرة ثنائية القطبية:



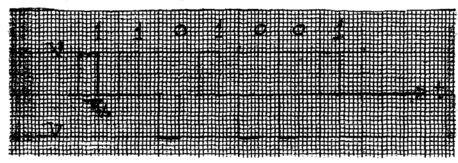
حيث:

T_b : الفترة الزمنية للنبضة الكاملة بحيث يكون معدّل التراسل أو معدّل النبضة الساعية Transmission Rate (R):

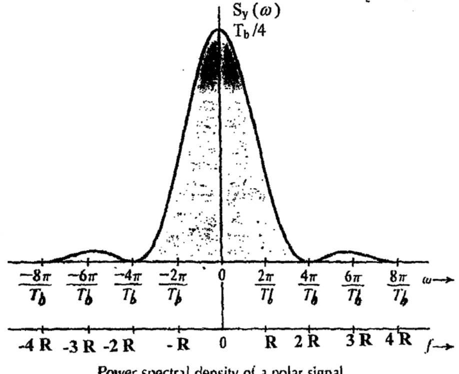
$$R = 1/T_b$$

فـــي هذا المثال نلاحظ أن النبضة احتلت الفترة الزمنية المخصصة لها بالكـــامل لذلـــك يدعى هذا التمثيل " عدم العودة إلى الصفر Not Return to Zero (NRZ)". أمـــا إذا تـــم إرســـال النبضة خلال نصف الفترة الزمنية فقط المخصصة للإرسال بحيث تعود النبضة للصفر مرة أخرى فيسمى هذا النوع " العائد إلى الصفر Return to Zero (RZ)" . حيث يتم في النوع الثاني إرسال البيانات كاملة و لكن نوفر في القدرة Power المطلوبة للإرسال لقيمة تصل إلى النصف.

و عـــند اعـــادة تمثيل البيانات الثنائية المعطاة في المثال السابق بشفرة ثنائية القطبية عائدة الى الصفر RZ نحصل على سلسلة النبضات بالشكل التالي:



ان توزيـــع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز ثنائي القطبية RZ يأخذ شكل المنحنى التالي:



Power spectral density of a polar signal

مـــن هـــذا المنحنى يمكن أن نميز الخصائص الرئيسية لهذا النوع من الترميز (مزايا و سيئات). فمن سيئات Disadvantages هذا الترميز:

1. يحـــتاج إلى عرض نطاق BW كبير، أكبر 4 مرات من عرض نطاق نايكويست النظري (R/2):

$$BW_{RZ} = 2R$$

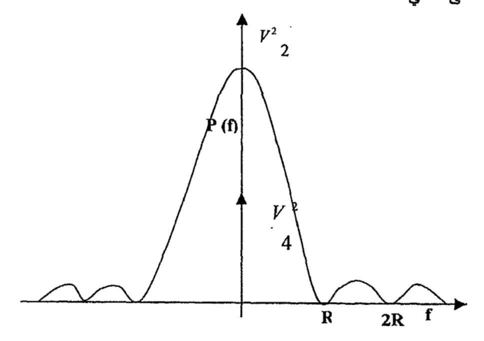
2. يوجد مقدار كبير من المركبة DC للقدرة و التي تسبب مشكلة في AC coupling.

3. لا يوجد إمكانية لكشف الخطأ Error Detection أو تصحيحه Error Correction فـي هذا النوع من الترميز، حيث تمثّل كل نبضة نفسها دون أي علاقة بالنبضة السابقة لها.

أما من مميزات Advantages هذا النوع من الترميز:

1. إنها من أكثر أنواع الترميز فعالية من حيث القدرة Power، كما سنثبت فـي وقـت لاحـق أن نسـبة خطأ النبضة لهذا النوع من الترميز هي الأصغر $P_{e(min)}$.
2. إنها واضحة و مرئية دائما لأن كل من 0 و 1 ممثّل بنبضة ذات فولتية معينة فالمستقبل Receiver دائما يلاحظ إشارة فإذا كان المخرج يساوي صفر فهذا يعني عدم إرسال بيانات، و بالتالي فان إرسال سلسلة متتالية طويلة من الأصفار لن يسبب أي مشكلة.
3. لا توجد مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي لكـن مـن الممكن إظهار مكونة منفصلة عند التردد R عند تمرير هذا الطـيف على مقوّم نصف موجة Half Wave Rectifier ، و بالتالي يمكـن اسـتخلاص هـذه المكونة في المستقبل باستخدام مصفى تمرير حزمة ترددية Band Pass Filter (BPF) و تستخدم لغرض التزامن الذاتي Self Synchronization .

أمـــا توزيـــع الطـــيف الترددي للقدرة PSD لرمز NRZ فيأخذ شكل المنحنى التالي:



و التـــي نلاحظ من خلالها تمركز معظم طاقة الإشارة (90% منها) في حـــزمة نايكويست الترددية (0→R/2) و بالتالي يمكن إهمال باقي الترددات و اعتبار تلك الحزمة ممثلة لعرض النطاق المطلوب للإشارة. كما يلاحظ مكونة مباشـــرة DC للطاقة و قيمتها تعتمد على فولتية النبضة (V) المستخدمة لتمثيل الحـــالات الرقمـــية ($V^2/4$) و التي تحول دون إمكانية استخدام المعيدات عبر الكوابل لحاجتها لكل من محولات عند المداخل و للمهتزات المتزامنة.

مـــثال1: إذا كانـــت الفترة الزمنية اللازمة لإرسال نبضة كاملة تساوي 100 μsec فما هو معدل النبضة الساعية R؟

الحل:

$$R = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{100m} = 10kbit/\sec$$

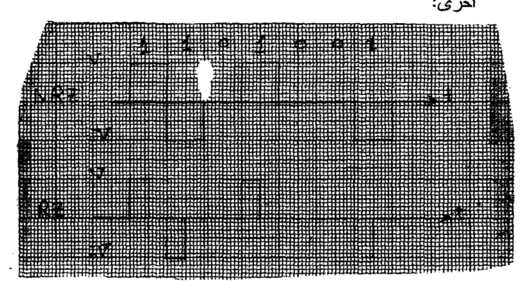
مــثال2: احســب عرض النطاق BW المطلوب للإرسال في المثال السابق إذا استخدم النظام التشفير ثنائي القطبية RZ.

الحل:

علمــنا أن من مساوئ الترميز ثنائي القطبية Polar أن عرض النطاق يساوي 4 أضعاف عرض النطاق النظري، و بالتالي:

BW= 2R = 2 * 10K = 20 KHz

مثال3: مثّل البيانات الثنائية التالية بترميز ثنائي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:



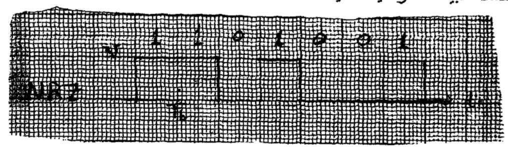
2-2 الرمــز أحــادي القطبــية Unipolar Signaling (ON – OFF Signaling)

في هذه الشفرة يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 بنبضة موجبة الشحنة و تمثيل الحالة الرقمية 0 بلا نبضة:

1 يمثّل بـ p(t)

0 يمثّل بلا شيء

و لذلك يدعى هذا الترميز بأحادي القطبية حيث لا تظهر للصفر نبضة بقطبية سالبة كما في الترميز السابق (ثنائي القطبية). كما تدعى أيضا بشفرة الفتح و الإغلاق ON –OFF Code . مثال على هذا الترميز التمثيل التالي لسلسلة البيانات الرقمية التالية:



حيث:

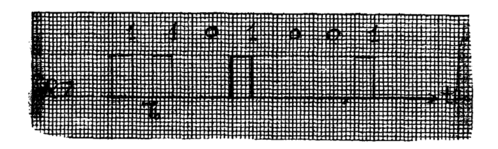
T_b : الفترة الزمنية للنبضة الكاملة (سواء للحالة 0 أو الحالة 1 و تساوي 488 nsec) بحيث يكون معدّل التراسل Transmission Rate (R):

$$\mathbf{R} = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{488n} \approx \mathbf{2.04MHz}$$

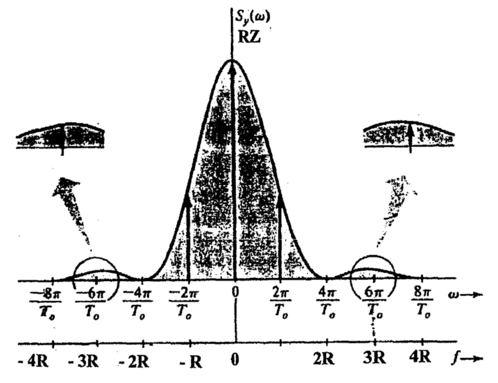
مرة أخرى، نلاحظ أن النبضة احتلت الفترة الزمنية المخصصة لها بالكامل (عدم العودة إلى الصفر Not Return to Zero (NRZ)). أما إذا تم إرسال النبضة خلال نصف الفترة الزمنية فقط المخصصة للإرسال بحيث تعود النبضة للصفر مرة أخرى فيدعى الترميز في هذه الحالة بالعائد إلى الصفر Return to Zero (RZ) . حيث يتم في النوع الثاني إرسال البيانات كاملة و لكن نوفر في القدرة Power المطلوبة للإرسال إلى النصف (في حال تمت عودة النبضة إلى الصفر خلال 50% من الفترة الزمنية الأصلية المخصصة لإرسالها). و لكن

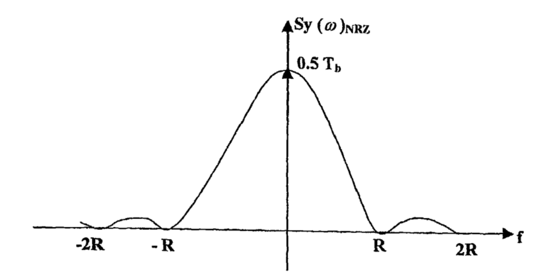
يأتي ذلك على حساب عرض النطاق المطلوب و الذي يزيد في هذه الحالة إلى الضعف عمّا هو مطلوب للرمز غير العائد للصفر NRZ.

و عـــند إعـــادة تمثيل البيانات الثنائية المعطاة في المثال السابق بشفرة أحاديـــة القطبـــية عـــائدة إلى الصفر RZ نحصل على سلسلة النبضات بالشكل التالي:



إن توزيـــع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز أحادي القطبية RZ و NRZ تأخذ شكل المنحنيان التاليان:





مــن هــذا المنحنى يمكن أن نميز الخصائص الرئيسية لهذا النوع من الترميز (مزايا و سيئات). فبالنسبة لسيئاته Disadvantages فهي:

1. انهـا أقـل ممانعـة للضجيج Noise و التداخل Interference من الترمـيز بالشفرة ثنائية القطبية و ذلك لأن الحد الفاصل بين المستويين الممثّلين لكل من 0 و 1 أقل النصف عنه في الترميز ثنائي القطبية، فلو فرضنا أن اتساع النبضة المستخدمة للترميز للشفرة أحادية القطبية هي V_m فهذا يعني أن الحد الفاصل بين مستوى النبضتين (0 و 1) يساوي:

$$V_m - 0 = V_m$$

أما الحد الفاصل بين النبضتين (0 و 1) في الشفرة ثنائية القطبية (حيث للاتساع قيمتين $\pm V_m$):

$$V_m -(V_m = 2V_m)$$

و هـذه القيمة تمثّل ضعف القيمة الناتجة عن الشفرة أحادية القطبية، و بالتالي فان أي تغير يطرأ على النبضة أثناء الإرسال و يغير اتساعها قد يسبب فهم خاطئ لدى المستقبل عن ماهية هذه النبضة (فقد تتعرض النبضة 1 للتوهين و يقـل اتساعها فلا يستطيع المستقبل تمييز ان كانت 0 أو 1)، و لكن كلما زاد

الفصـــل بين المستويين كلما قلت احتمالية عدم التمييز الصحيح للنبضة حتى لو كان الضجيج عالي (نسبيا).

2. ان الرمـــز أحادي القطبية ON-OFF Signaling يحتاج ضعف قيمة القـــدرة Power التـــي يحتاجها نظيره من الرمز ثنائي القطبية لغرض الإرسال.
3. ان الرمـــز أحـــادي القطبـــية ON-OFF Signaling غير مرئي عند إرسال سلسلة متتالية من البيانات الصفرية و التي قد تفهم خطأ من قبل المستقبل على أنها حالة عدم إرسال كما قد تسبب فقدان التزامن miss-synchronization.
4. يحـــتاج الرمـــز RZ إلى عرض نطاق BW كبير، أكبر 4 مرات من عرض نطاق نايكويست النظري (R/2):

$$BW_{RZ} = 2R$$

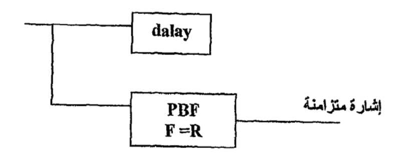
أما الرمز NRZ فهو بالتأكيد يحتاج فقط نصف هذا النطاق (R).

5. يوجد مقدار كبير من المركبة DC للقدرة و التي تسبب مشكلة في AC coupling.
6. لا يوجد إمكانية لكشف الخطأ Error Detection أو تصحيحه Error Correction فـــي هذا النوع من الترميز، حيث تمثّل كل نبضة نفسها دون أي علاقة بالنبضة السابقة لها.

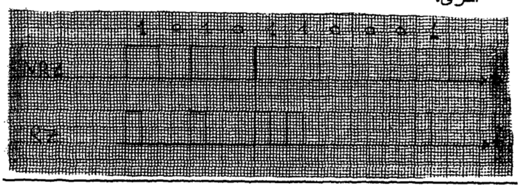
نلاحـــظ أن المســـاوئ الـــثلاث الأخيرة هي أيضا نفس مساوئ الترميز ثنائي القطبية.

أما بالنسبة لمميزات Advantages الترميز أحادي القطبية فهي:

1. ان الرمـــز ON-OFF يثـــير الانتـــباه مـــن حيث الأجهزة و الأدوات الضـــرورية لإنـــتاج النبضات (لا نحتاج إلى دوائر معقّدة التصميم لهذا الغرض).
2. وجـــود مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي عـــند الـــتردد R و التـــي تســـتخدم لغـــرض التزامـــن الذاتي self Synchronization من قبل المستقبل بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF كما في الشكل التالي:



مثال: مثّل البيانات الثنائية التالية بترميز أحادي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:



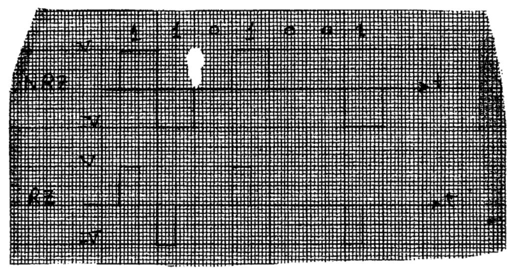
الرمز شبه الثلاثي Bipolar

و يدعى أيضا Pseudo ternary أو رمز عكس الإشـــارات المتتاليـــة (Alternate Mark Inversion) (AMI) أو الرمـــز ذو القطبين من الدرجة الأولى. و هذا الرمز هو المستخدم في نظام PCM T1 Carrier الذي ذكرناه سابقا. و في هذا النوع من الترميز يمثّل 0 بلا نبضة بينما يمثّل 1 بنبضة موجبة القطبية و سالبة القطبية على التناوب (حيث تخالف قطبية نبضة 1 قطبية النبضة 1 التي سبقتها بينما يبقى تمثيل 0 بلا نبضة):

0 تمثّل بلا شيء

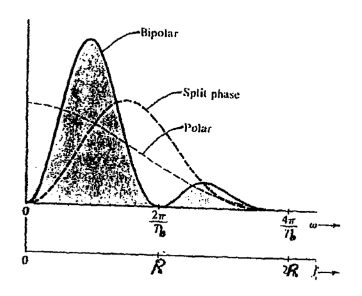
1 يمثّل بـــp(t) و -p(t) على التناوب

و المـــثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية بالشفرة شبه الثلاثية مرة بنبضات عائدة إلى الصفر (RZ) و مرة بنبضات غير عائدة إلى الصفر (RZ):



فـــنلاحظ أن هذه الشفرة تستخدم ثلاث رموز symbols مختلفة لتمثيل البيانات الرقمية (0 و 1)، هذه الرموز هي (p(t), -p(t), no pulse)

و الشـــكل التالـــي يوضح الطيف الترددي للقدرة PSD لهذا الرمز في حالة العودة إلى الصفر (RZN):

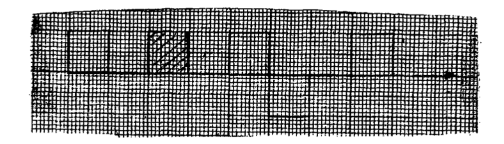


كالنوعيـــن الســـابقين فان لهذا الرمز مميزات و سيئات، و من مميزات الرمز :Bipolar

1. لا يحـــتاج لعـــرض نطاق BW مبالغ فيه و إنما فقط ضعف عرض النطاق النظري (R/2) ، فكما هو واضح في الطيف الترددي للقدرة أن عرض النطاق المطلوب يساوي:

$$BW = R$$

2. إمكانية الكشف عن حدوث خطأ في نبضة واحدة فقط Single Error Detection، حيث أن الصفر لا يمثّل بنبضة و كل 1 يمثّل بنبضة ذات قطبـــية مخالفة لقطبية النبضة السابقة لها و التالية لها أيضا. فإذا استقبل المســـتقبل نبضات بحيث لوحظ فيها تكرر قطبية نبضتين متتاليتين فهذا يكشـــف وجود خطأ. مثال على ذلك لو أن البيانات التي تم استقبالها في المستقبل كانت على النحو التالي:



فنلاحظ أن النبضة الثالثة لها نفس قطبية النبضة السابقة و التالية لها و بالتالـــي فان البيانات التي استقبلت تحتوي على خطأ و لا بد للمستقبل من طلب إعادة إرسال البيانات من قبل المرسل مرة أخرى.

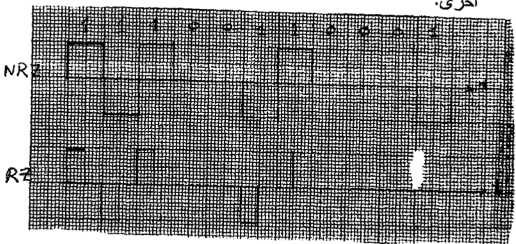
3. كمـــا فـــي الرمـــز أحادي القطبية Unipolar يوجد مكونات منفصلة discrete components فـــي الطـــيف الترددي عند التردد R و التي تســتخدم لغـــرض التزامـــن الذاتي self Synchronization من قبل المستقبل بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF.
4. الطـــيف الترددي للقدرة PSD لا يحتوي على أي مكونات DC (قيمة الطيف الترددي عند f=0 تساوي صفر).

أما سيئات Disadvantages الرمز شبه الثلاثي Bipolar فهي:

1. إنهـــا تستلزم قدرة أكبر مرتين (3dB)عن القدرة الضرورية باستخدام رمز polar.
2. يجب أن يتم نراقب و نقارن ثلاث رموز عوضا عن رمزين فقط (p(t), -p(t), no pulse) و إعـــادة كل منها إلى أصله (0 أو 1)، مما يتطلب دوائر إرسال و استقبال أكثر تعقيدا.

3. إنهـــا غـــير مرئية transparent فعند إرسال سلسلة متتالية طويلة من النبضـــات الصفرية لن يتم تمييز أي إشارة عند المستقبل و قد يفهم هذا خطأ على أنه لا إرسال.

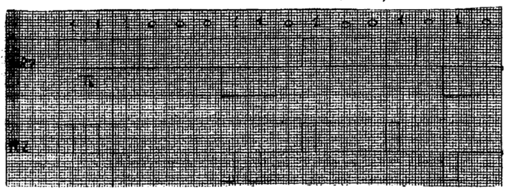
مـــثال: مـــثّل البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Bipolar مرة و RZ مرة أخرى:



3-2 الرمز الثنائي المزدوج Signaling Duo-Binary

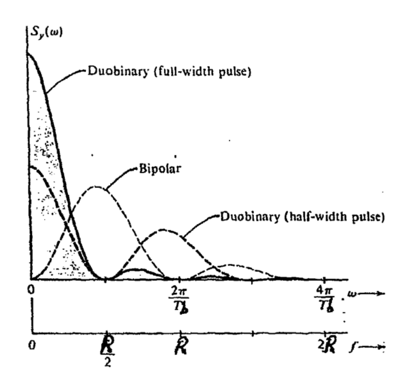
يستخدم هذا النوع لغرض الحصول على نظام ذو عرض نطاق مساوي لعرض النطاق النظري (R/2). و يتم من خلاله تمثيل الصفر بلا نبضة، أما 1 فيمثّل بـــ p(t) أو −p(t) اعتمادا على قطبية النبضة السابقة و عدد الأصفار بين نبضـــات 1 المتتالـــية فإذا كان عدد الأصفار زوجي نستخدم نبضة بنفس قطبية النبضـــة السابقة أما إذا كان عدد الأصفار فردي فيتم استخدام نبضة ذات قطبية معاكسة لقطبية النبضة السابقة.

و المـــثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية بالشفرة الثنائية المزدوجة Duo-Binary مـــرة بنبضـــات عائدة إلى الصفر (RZ) و مرة بنبضات غير عائدة إلى الصفر (NRZ):



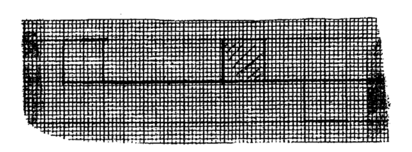
فـــنلاحظ أن هـــذه الشفرة أيضا تستخدم ثلاث رموز symbols مختلفة لتمثيل البـــيانات الرقمـــية (0 و 1)، هذه الرموز هي (p(t), -p(t), no pulse). كما نلاحظ في المثال المعطى أن الثلاث نبضات الأولى كانت بنفس القطبية حيث أن عـــدد الأصفار بين كل نبضتين عدد زوجي (الصفر عدد زوجي) بينما النبضة الســـابعة ذات قطبـــية معاكسة لأن عدد الأصفار بينها و بين 1 السابق لها عدد فردي (3).

و الشكل التالي يوضح الطيف الترددي للقدرة PSD لهذا الرمز في حالة العودة إلى الصفر RZ:



و مـــن الطيف الترددي PSD يمكن تمييز عدد من مميزات و سيئات هذا النوع من الترميز. من تلك المميزات Advantages:

1. الميزة و الخاصية الرئيسية أن عرض النطاق المطلوب لإرسال البيانات المشـــفّرة بهذا النوع مساوي لعرض النطاق النظري (BW = R/2) و بالتالـــي يمكن الاستفادة من عرض النطاق نفسه لإرسال عدد أكبر من القنوات.
2. القابلـــية علـــى كشف الخطأ Error Detection. فإذا استقبل المستقبل نبضات بحيث لوحظ فيها مثلا تكرر قطبية نبضتين متتاليتين بينهما عدد فـــردي مـــن الأصـــفار أو انعكاس قطبية نبضتين متتاليتين بينهما عدد زوجـــي مـــن الأصفار فهذا يكشف وجود خطأ. مثال على ذلك لو أن البيانات التي تم استقبالها في المستقبل كانت على النحو التالي:



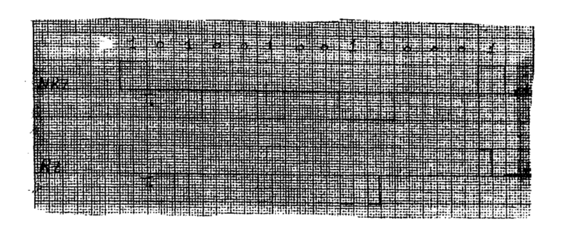
فـنلاحظ أن النبضة الخامسة لها نفس قطبية النبضة السابقة لها مع أن عـدد الأصفار بينهما فردي و بالتالي فان البيانات التي استقبلت تحتوي علـى خطـأ و لا بد للمستقبل من طلب إعادة إرسال البيانات من قبل المرسل مرة أخرى .

3. معلومات التوقيت Timing Information يمكن أن تستخلص من هذا الترميز عندما يقوّم Rectification.

أمّا سيئات Disadvantages هذا النوع من الترميز فهي:

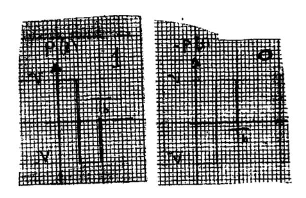
1. يوجد مقدار كبير من المركبة DC للقدرة و التي تسبب مشكلة في AC coupling.
2. كالترميز Bipolar ، إنها تستلزم قدرة أكبر مرتين (3 dB) عن القدرة الضرورية باستخدام رمز polar.
3. إنهـا غير مرئية transparent فعند إرسال سلسلة متتالية طويلة من النبضـات الصفرية لن يتم تمييز أي إشارة عند المستقبل و قد يفهم هذا خطأ على أنه لا إرسال.

مثال: مثّل البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Duo Binary مرة و RZ مرة أخرى:

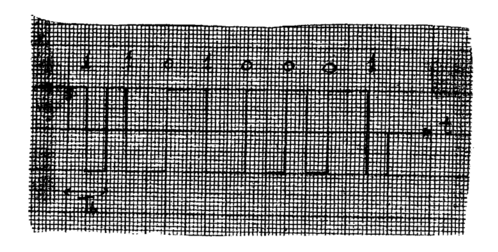


4-2 رمز مانشيستر Manchester

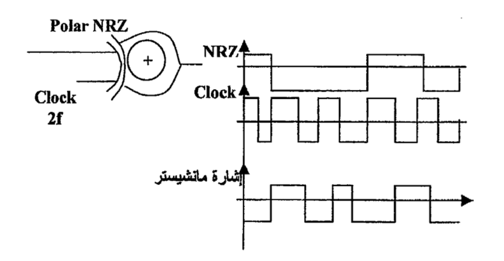
و يدعـــى أيضـــا هذا الترميز Split Phase أو B-Phase أو التوأم Twinned Binary. و يســـتخدم هـــذا النوع من الترميز في شبكات الحاسب لغرض حل مشكلة التزامن Synchronization. و يتم من خلاله التخلص من مشكلة مكونة DC للقدرة. و يتم تمثيل 1 و 0 بالنبضتين التاليتين:



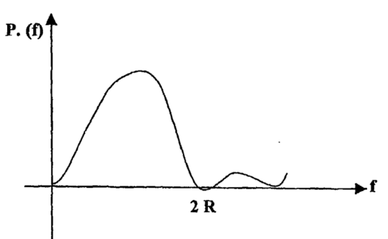
و المثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية برمز مانشيستر:



و يمكـــن الحصـــول علـــى ترميز مانشيستر من الرمز NRZ Polar، بإدخال هذه الإشارة على بوابة X-OR بحيث يكون المدخل الآخر للبوابة مولّد نبضـــات بتردد يساوي R2 (فعندما يتشابه المدخلان يكون المخرج ذو مستوى منخفض و عـــندما يختلف المداخل يكون المخرج ذو مستوى عالي)، كما هو موضّح في الشكل التالي:



و الشكل التالي يوضح الطيف الترددي للقدرة PSD لهذا الرمز:



و من الطيف الترددي PSD يمكن تمييز عدد من مميزات و سيئات هذا النوع من الترميز. من تلك المميزات Advantages:

1. الإشـــارة المرسلة مرئية Transparent حيث يتم تمثيل الصفر بنبضة فلــن يســبب إرســال عدد كبير من الأصفار المتتالية فهم خاطئ لدى المستقبل بعدم وجود بيانات.
2. لا توجد مكونة DC للقدرة حيث قيمة القدرة عند f=0 تساوي صفر.
3. كمــا فـــي الرمـــز أحادي القطبية Unipolar يوجد مكونات منفصلة discrete components فـــي الطـــيف الترددي عند التردد R و التي تســـتخدم لغـــرض التزامـــن الذاتي self Synchronization من قبل المستقبل بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF.

و من جهة أخرى فان لهذا الرمز عدد من المساوئ Disadvantages هي:

1. عرض النطاق BW الذي يحتاجه كبير و يساوي:

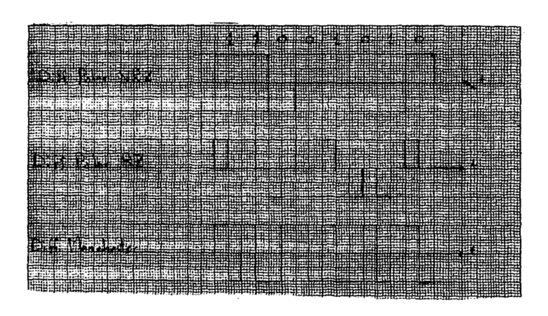
$$BW = 2R$$

2. نحتاج إلى قدرة كبيرة للإرسال.

5-2 الترميز التفاضلي Differential Coding

مـــن خــــلال هذا الترميز يمثّل 1 بنبضة مطابقة للنبضة السابقة له أما 0 فيمثّل بنبضـــــة معاكســـة (في القطبية) للنبضة السابقة له (بغض النظر عن ماهية تلك النبضة السابقة سواء كانت 0 أو 1). و يمكن أن تكون هذه النبضة عائدة للصفر RZ أو غـــير عـــائدة للصفر NRZ كما يمكن أن تكون النبضة المستخدمة في رمز مانشيستر Manchester.

و المثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية برمز Differential Polar (RZ, NRZ) مرة و مرة أخرى برمز Differential Manchester:



6-2 الرمـــز ذو القطبيـــن عالـــي الشدة من الدرجة الثالثة High Density Bipolar-3 (HDB-3)

يســـتخدم هـــذا النوع لغرض حل مشكلة الشفافية Transparency في الرمز ثنائي القطبية bipolar و لزيادة معلومة التوقيت timing information فيه. و هو يستخدم في أنظمة الهاتف الرقمية digital telephony على ترددات عالية (34 M bit/sec , 8 M bit/sec, 2 M bit/sec).

في هذا النوع من الترميز يمثّل كل عدد من الأصفار يزيد عن 3 برمز خاص يتم تضمين 1 فيه كنبضات تطاير violate (أي أن الرمز الخاص الممثّل للأصفار سوف يحتوي على 1) و ذلك لزيادة توقيت المعلومة.

ان نبضات التطاير في الرمز الخاص تتناوب القطبية (القطبية الموجبة يجـــب أن تتلوها قطبية سالبة)، و ذلك لنحصل على مكونة DC للقدرة تساوي صفر.

ان الرمز المســـتخدم لتمثيل أربعة أصفار متتالية في هذا النظـــام هـــو (B00V أو (000 V) حيـــث أن كل من B و V عبارة عن 1. و يتم اختيار أحـــد هذيـــن الرمزين الخاصين بحيث يجب أن تبقى قطبية النبضات اللاغيةV المتعاقـــبة متعاكســـة. و يستخدم الرمز الخاص B00V عندما يكون هناك عدد زوجي من نبضات 1 الذي يتلو آخر نبضة متطايرة (لاغية) V.

على المستقبل Receiver أن يتحقق من أمرين، الأول: نبضات التطاير حيـــث أن قطبية كل 1 عكس قطبية 1 التالي له بغض النظر عن تلك النبضات (التـــي تماثل في قطبيتها قطبية النبضة 1 السابقة لها)، و الثاني: عدد الأصفار قبل النبضة اللاغية V لمعرفة إذا ما كان 1 السابق أيضا للتعويض.

و المثال التالي يوضح تمثيل سلسلة من البيانات الرقمية المتتالية بالرمز ثنائي القطبية عالي الشدة من الدرجة الثالثة HBD-3:

Input digits 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 1

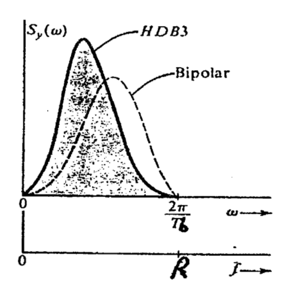
Coded digits 0 1 0 1 1 1 [0 0 0 V] 1 0 1 1 0 1 [1 0 0 V] [1 0 0 V] 0 0 1 0 1 1 0 1 0 1 [0 0 0 V] 1

Transmitted waveform $y(t)$

V V V V

مـــن الأمـــور التي نلاحظها أن أول مجموعة أصفار (أكثر من 3) تم تمثـــيلها بالرمـــز الخاص 000V و لكن يبقى في الذهن لو أن البيانات الرقمية بدأت بمجموعة الأصفار تلك فكان يجب تمثيلها بالرمز الخاص الثاني B00V. نلاحظ أننا إذا ما تجاهلنا نبضات التطاير فان كل نبضة 1 تعاكس قطبية النبضة 1 التي تليها و التي تسبقها، و ذلك من خلال الاختيار الصحيح لكل مجموعة من الأصفار بالرمز الصحيح من الرمزين (000V , B00V).

و الشكل التالي يوضح الطيف الترددي للقدرة PSD لذا النوع من الترميز:

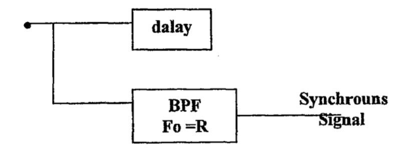


و هذا الرسم للطيف الترددي للقدرة PSD يؤدي بنا إلى مجموعة من المميزات و السيئات لهذا النوع. من هذه المميزات Advantages:

1. ان الإشارة المرسلة مرئية دائما transparent لأن السلسلة الطويلة من الأصفار ستمثّل برمز يحتوي على نبضات مرئية (بالإضافة إلى احتوائه علـــى أصفار). فلن يسبب إرسال بيانات صفرية طويلة أي التباس على المستقبل بحيث يظن ان الإرسال متوقف.

2. قابليـــة الكشـــف عن حدوث خطأ Error Detection. فلو حدث خلال إرســال النبضــات و تعرضـــها للظروف الجوية و العوامل الخارجية المختلفة أن هبطت فولتية نبضة1 بحيث ترجمها المستقبل على أنها 0 ، فعندئذ سوف يلاحظ أن نبضتي 1 متتاليتين (مرة أخرى باستثناء نبضات الــتطاير V) لهما نفس القطبية و بالتالي يؤدي ذلك إلى استنتاج حدوث خطأ في البيانات و يتم إعادة إرسالها.

3. بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF نحصل على مكونـــات منفصـــلة discrete components في الطيف الترددي عند الــتردد R و التـــي تســتخدم لغـــرض التزامـــن الذاتـــي Self Synchronization من قبل المستقبل لمعرفة إشارة التوقيت حيث يتم الحصول عندئذ على الرمز RZ بنسبة فترة إرسال نبضة 50% كما في الشكل التالي:



4. لا يحتاج إلى عرض نطاق مبالغ فيه و إنما فقط ضعف عرض النطاق الـــنظري (R/2) أي أنـــه مـــثل Bipolar مـــن حيث عرض النطاق المطلوب) و يساوي:

$$BW = R$$

5. لا يحتوي الطيف الترددي للقدرة على أي مكونة DC.

أما عن سيئات هذا الترميز Disadvantages فهي:

1. يحتاج إلى ضعف القدرة Power التي يحتاجها الترميز Polar.
2. المســتقبل المســتخدم يكــون أكثر تعقيدا عن غيره more complex ليتمكــن من فهم البيانات و تحليلها و تمييز الأصفار و نبضات التطاير Vو استكشاف الأخطاء و ما إلى ذلك.

مثال1: احسب عرض النطاق BW المطلوب لنظام يستخدم الترميز ذو القطبين عالــي الشــدة مــن الدرجة الثالثة إذا كان زمن إرسال النبضة الواحدة (الجزء الواحد) يستغرق 25μsec.

الحل:

بمــا أن الرمز HDB-3 لا يحتاج إلا لضعف عرض النطاق النظري ، فبالتالي:

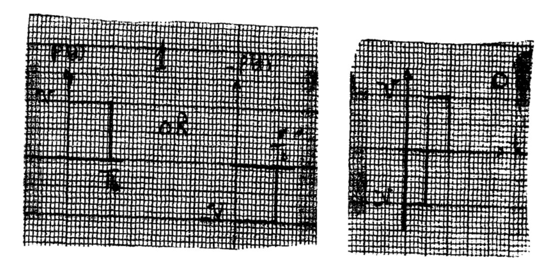
$$BW= R= \frac{1}{Tb}$$
$$=(1/10^{-1} * 25)$$
$$40 = KHz$$

7-2 الرمز من نوع Code Mark Inversion (CMI)

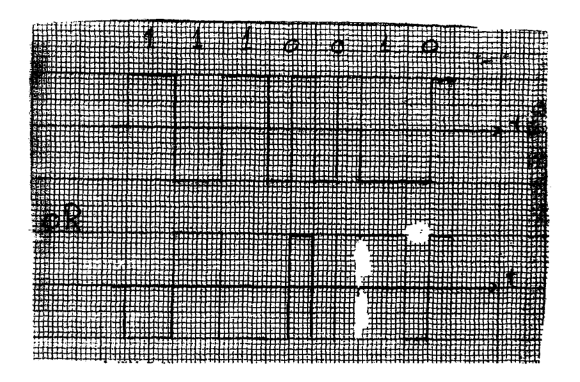
و يستخدم هذا الترميز في الترددات العالية (140sec/Mbit) عوضا عــن الترميز ثنائي القطبية عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3 لأن دوائر المرسل و المستقبل الخاصة به أسهل في التصميم. و هو الترميز المستخدم في أوروبا. و من خلال هذا الترميز يتم تمثيل 1 كما في النظام Bipolar يمثّل 1 بنبضــة موجبة القطبية و سالبة القطبية على التناوب حيث تخالف قطبية نبضة 1 قطبية النبضة 1:

1 يمثّل بـ p(t) و p(t) −

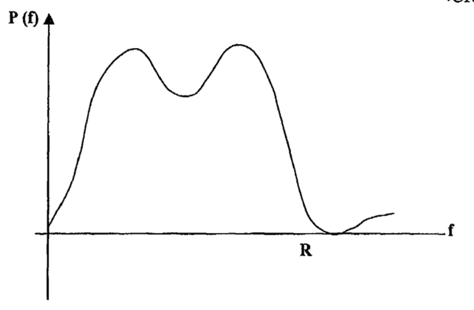
أمـــا 0 فيـــتم تمثـــيله بنبضة كتلك المستخدمة في ترميز مانشيستر. و فيما يلي توضيح لشكل النبضات المستخدمة لتمثيل الحالتين 0 و 1:



و المثال التالي يبين تمثيل سلسلة من البيانات الثنائية بالترميز CMI:



و الشــكل التالي يوضح شكل الطيف الترددي للقدرة للإشارة المرمّزة من نوع CMI:



من حسنات Advantages هذا الترميز:

1. ان الإشارة المرسلة مرئية دائما حيث يمثّل الصفر بنبضة و بالتالي لن يسبب إرسال سلسلة طويلة من نبضات 0 إلى إرباك لدى المستقبل بأن يفهم خطأ أن الإرسال قد انقطع.
2. القابليـة علـى كشف الخطأ Error Detection فإذا استقبل المستقبل نبضات بحيث لوحظ فيها مثلا تكرر قطبية نبضتين متتاليتين فهذا يكشف وجود خطأ.
3. عـرض الـنطاق المطلـوب غير مبالغ فيه و إنما فقط ضعف عرض النطاق النظري و يساوي:

$$BW = R$$

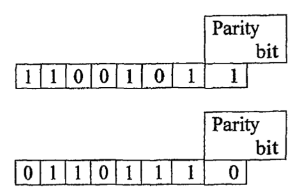
4. لا يحتوي الطيف الترددي للقدرة على أي مكونة DC.
5. دائـرة المستقبل أبسط و أقل تعقيد من دائرة المستقبل للنظام المستخدم لشفرة HDB-3.

مـن الجديـر بالذكـر أنـه فـي الأنظمة ذات معدّلات التراسل 140 MBit/sec يـتم إرسـال 4 نبضات في الفترة الزمنية المخصصة لإرسال 3 نبضـات لغـرض تقليل معدّل الإرسال إلى 105باود baud. حيث أن الباود baud هـو عدد الأجزاء المرسلة على التوازي خلال الزمن المخصص للجزء الواحد.

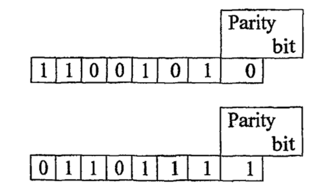
8-2 الرموز المستعملة في تراسل المعطيات ذات معامل الترميز بنسبة K/N

من الممكن أن يحدث خطأ (أو أكثر) في البيانات الرقمية المرسلة نتيجة التشويش، و لغرض الكشف عن هذا الخطأ يتم إرسال بيانات إضافية للنبضات الأساسـية تسـمى نبضـات التثبيـت Parity Bits. و يوجد نوعين من هذه النبضات:

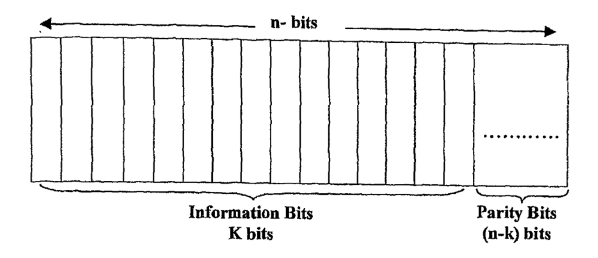
1. Odd Parity Bit : تساوي هذه النبضة 0 إذا كان عدد حالات 1 فردي في الرسالة المرسلة و تساوي 1 إذا كان عدد حالات 1 زوجي في الرسالة المرسلة، مثال على ذلك تمثيل الرمز بشفرة ASCII المستخدمة في تمثيل مفاتيح لوحة المفاتيح Key Board:



2. Even Parity Bit: تساوي هذه النبضة 0 إذا كان عدد الحالات 1 زوجي في الرسالة المرسلة و تساوي 1 إذا كان عدد حالات 1 فردي في الرسالة المرسلة، مثال على ذلك:

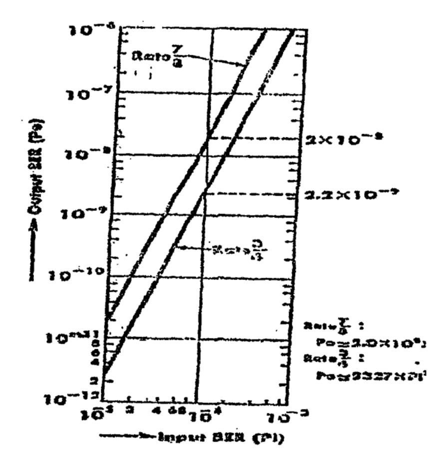


أي أن الرسالة المرسلة بالكامل أصبحت مكونة من جزأين: البيانات الأصلية التي تمثّل إشارة المعلومات و جزئ مضاف يمثّل نبضات Parity للكشف عن الخطأ و الموضحة بالشكل التالي:



و بالتالي يمكن أن نعرّف معامل الترميز (Coding Rate = K/n) بأنه نسبة عدد نبضات إشارة المعلومات K إلى عدد النبضات الكلية المرسلة n. ففي الأمـثلة السابقة كان عدد نبضات الإشارة الأصلية 7 نبضات بينما نبضة واحدة ممثّلة Parity و بالتالي يكون معامل الترميز في تلك الحالة (8/7).

و ان كـان إرسـال نبضات تثبيت يتطلب قدرة إضافية كما يؤدي إلى زيـادة عـرض الـنطاق المطلوب، فهو من جهة أخرى يحسّن من معدّل خطأ الجـزء BER كمـا هـو موضّـح في الشكل التالي الذي يبيّن تحسّن P_e لكلا المعاملين (7/8، 3/4):



فنلاحظ تحسّن الأداء فمثلا الإشارة ذات $P_e=10^{-4}$ يقل احتمالية الخطأ لها إلى $P_e=2.2*10^{-9}$ إذا تم إرسالها بمعامل ترميز (4/3) أو إلى $P_e=2*10^{-9}$ إذا تم إرسالها بمعامل ترميز (8/7) و يتم الحصول على الإشارة الجديدة من خلال إدخال إشارة المعلومات الرقمية إلى Decoder يحقق معامل الترميز المطلوب.

يجب أن يتحقق للأنظمة الرقمية القدرة على استخلاص إشارة التوقيت timing Information و تشتيت قدرة إشارة الإزاحة الطورية حيث تسبب مكونات القدرة العالية في الطيف الترددي زيادة التداخل بين النبضات المتجاورة، و لذلك تستخدم هذه الأنظمة تقنية الخلط Scrambling.

مثال: احسب معدّل إشارة المعلومات الصوتية عند استعمال:

.1 $k/n = 3/4$

.2 $k/n = 7/8$

الحل:

ان معـــدّل الجــزء لإرسال إشارة صوتية له قيمة ثابتة تساوي 64 Kb/sec و بالتالي يصبح معدّل الجزء الأصلي :

1. عند استعمال معامل الترميز 4/3 :

$$64 = \frac{3}{4} \quad 48 \text{ Kbit/sec}$$

2. عند استعمال معامل الترميز 8/7 :

$$64 = \frac{7}{8} \quad 56 \text{ Kbit/sec}$$

9-2 مقارنة بين أنواع الترميز المختلفة

تعرّف كفاءة Efficiency الإشارة الرقمية بأنها عدد نبضات البيانات التي ترسل في الثانية (bits per seconds) لكل ذبذبة من عرض النطاق:

$$\eta = R/BW$$

حيث:

R : معدّل الإرسال و الذي يساوي $\frac{1}{T_s}$

BW : عرض النطاق للنظام.

أما نظريا فيمكن حساب الكفاءة من خلال نسبة SNR على النحو التالي:

$$\eta = Ln[1+SNR] = C/BW$$

حيث:

C: سعة القناة

SNR: نسبة قدرة إشارة المعلومات إلى قدرة الضجيج.

مثال: جد كفاءة الإشارة المرسلة بالترميز من نوع أحادي القطبية RZ.

الحل:

مـــن موضـــوع ســـابق نعلم أن عرض النطاق للإشارة الرقمية أحادية القطبية Unipolar RZ تساوي:

$$BW_{RZ} = R$$

و بالتالي فان الكفاءة:

$$\eta = R/BW = R/2R = 1/2$$

و بمقارنـــة أنـــواع الترميز المختلفة من حيث عرض النطاق المطلوب BW و الكفاءة η نحصل على النتيجة التالية:

Code type	BW	η
Unipolar RZ	2R	½
Unipolar NRZ	R	1
Polar RZ	2R	½
Polar NRZ	R	1
Bipolar RZ	2R	½
Bipolar NRZ	R	1
Manchester	2R	½
Duo binary	R/2	2
HDB-3 NRZ	R	1
HBD-3 RZ	2R	½
CMI	R	1

عند تقييم استخدام نظام ترميز معين نأخذ بعين الاعتبار أن مشكلة القدرة ليست ذات أهمية كمشكلة عرض النطاق.

أسئلة الوحدة الثانية

س1) مــا الخصــائص التي يجب أن تتحقق في الشفرات و الرموز المستخدمة لتمثيل البيانات الرقمية؟

س2) ما المقصود بالتزامن الذاتي Self Synchronization ؟

س3) ما معدل خطأ الجزء الواجب تحققه في الأنظمة الرقمية؟

س4) إذا كان معدل خطأ الجزء في نظام يساوي $P_e = 10^{-4}$، فما عدد النبضات الغير صحيحة المحتملة في سلسلة بيانات مكونة من 10^6 bits؟

س5) ما المقصود بالشفافية Transparency؟

س6) إذا كانــت الفترة الزمنية للنبضة الكاملة تساوي 20 nsec فما هو معدل النبضة الساعية R؟

س7) ما الفرق بين النبضة RZ و النبضة NRZ؟

س8) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD لرمز ثنائي القطبية RZ

س9) عدّد ميزات Advantages الرمز ثنائي القطبية RZ و NRZ.

س10) عدّد سيئات Disadvantages الرمز ثنائي القطبية RZ و NRZ

س11) ما أنواع الترميز التي تمكننا من الكشف عن الخطأ و كيف يتم ذلك في كل منها؟

س12) مــا المشكلة التي تنشأ عن إرسال سلسلة طويلة متتالية من الأصفار في بعض أنواع الترميز مثل ثنائي القطبية Polar ؟ ما سبب ذلك؟

س13) مثّل البيانات الثنائية التالية بترميز ثنائي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1010101011
2. 100000010111

س14) كـيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في الشفرة أحادية القطبية Polar؟

س15) مـا المـدّة الزمنية المخصصة لإرسال النبضة الواحدة (1 كانت أم 0) المشفرة برمز on-off؟ و ما معدّل التراسل في هذه الحالة؟

س16) كـم من الطاقة يتم توفيرها عند استخدام الرمز RZ-50% عوضا عن الرمز NRZ ؟

س17) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز أحادي القطبية RZ و NRZ .

س18) عدّد ميزات Advantages الرمز أحادي القطبية RZ و NRZ.

س19) عدّد سيئات Disadvantages الرمز أحادي القطبية RZ و NRZ.

س20) أيهما أكثر ممانعة للتشويش : الرمز أحادي القطبية Unipolar أم الرمز ثنائي القطبية polar ؟ فسّر سبب ذلك.

س21) كيف يمكن استخلاص معلومة التوقيت من الطيف الترددي PSD للرمز أحادي القطبية ؟ ما الغرض من هذه المعلومة (بماذا يستفيد منها المستقبل receiver)؟

س22) مـثّل البـيانات الثنائية التالية بترميز أحادي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1010101100
2. 1000000110

س23) في أي الأنظمة يستخدم الرمز شبه الثلاثي Bipolar؟

س24) كيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في شفرة Bipolar

س25) ارسـم منحنى الطيف الترددي للقدرة PSD لرمز Bipolar في حالة العودة إلى الصفر RZ .

س26) عدّد ميزات Advantages الرمز bipolar .

س27) عدّد سيئات Disadvantages الرمز bipolar .

س28) مـــثّل البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Bipolar مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1000010001
2. 1010101010
3. 1001001011

س29) لأي غرض يستخدم الرمز الثنائي المزدوج ؟

س30) ارســـم منحـــنى توزيـــع الطـــيف الترددي للقدرة PSD للرمز الثنائي المزدوج.

س31) عدّد ميزات Advantages الرمز الثنائي المزدوج Duo-Binary

س32) عدّد سيئات Disadvantages الرمز الثنائي المزدوجDuo-Binary .

س33) كـــيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في شفرة الثنائي المزدوج Duo-Binary ؟

س34) مـــثّل البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Duo Binary مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1001001011
2. 1010100001

س35) ما المشاكل التي تم حلها باستخدام الرمز مانشيستر Manchester؟

س36) كـــيف يمكن الحصول على ترميز مانشيستر من الرمز NRZ Polar ؟ وضّح الدارة المستخدمة لذلك.

س37) ارســـم منحـــنى توزيـــع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز مانشيستر Manchester.

س38) عدّد ميزات Advantages الرمز مانشيستر Manchester

س39) عدّد سيئات Disadvantages الرمز مانشيستر Manchester .

س41) كـيف يـتم تمثـيل الحالــة الرقمـية 1 و الحالة الرقمية 0 في شفرة مانشيستر Manchester ؟

س42) مـثّل البـيانات الثنائية التالية بترميز مانشيستر Manchester مرة و مرة أخرى Differential Manchester:

1. 1001001011
2. 1010100001

س43) ما المقصود بالنبضة اللاغية V في الرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3؟

س44) في أي أنظمة و على أي ترددات يستخدم الرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3؟

س45) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3.

س46)عـدّد مـيـزات Advantages الرمـز عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3

س47) عـدّد سيئات Disadvantages الرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3

س48) ما سبب التعقيد في دوائر النظام المستخدم للرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3؟

س49) مـثّل البـيانات الثنائـية التالية بترميز HDB-3 بنبضات RZ مرة و نبضات NRZ مرة أخرى:

1. 1000000100001000000000110
2. 0000010001010010000000101

س50) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز CMI.

س51) عدّد ميزات Advantages الرمز CMI

س52) عدّد سيئات Disadvantages الرمز CMI

س53) ما المقصود بالباود Baud ؟

س54) إذا كان التثبيت المستخدم في نظام من نوع Odd Parity Bit فما قيمة تلك النبضة في كل من البيانات المرسلة التالية:

.1

0	0	0	1	1	1	1	Parity bit

.2

1	1	1	1	1	1	0	Parity bit

.3

1	1	0	0	1	1	0	Parity bit

س55) إذا كان التثبيت المستخدم في نظام من نوع Even Parity Bit فما قيمة تلك النبضة في كل من البيانات المرسلة التالية:

.1

0	0	0	1	1	1	1	Parity bit

.2

1	1	1	1	1	1	0	Parity bit

.3

							Parity bit
1	1	0	0	1	1	0	

س56) مـــا عـــدد النبضات الخاصة بالرسالة الأصلية و عدد النبضات الخاصة بالكشف عن الخطأ Parity إذا كان معامل الترميز:

1. $k/n = 7/8$
2. $k/n = 3/4$
3. $k/n = 5/6$

س56) مـــن المنحـــنى المعروض في الوحدة جد قيمة P_e لاشارة بعد استخدام معامل الترميز 8/7 إذا كان قيمة P_e قبل استخدامه يساوي $3*10^{-4}$.

س57) أعد الإجابة على السؤال السابق إذا استخدم معامل الترميز ¾.

س58) عرّف كفاءة الإشارة الرقمية.

س58) جد كفاءة الإشارة المرسلة بالترميز من نوع مانشيستر Manchester.

س59) جد كفاءة الإشارة المرسلة بالترميز من نوع CMI.

س60) عـــند تقييم استخدام نظام ترميز معين أيهما أهم: مشكلة القدرة أم مشكلة عرض النطاق؟

الوحدة الثالثة



مبادئ التجميع الرقمي

Time Division Multiplexing

3-1 مبدأ التجميع

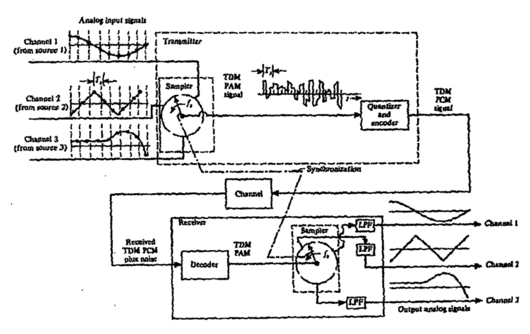
إن نظـــرية الـــتجزئة (sampling theorem) أظهـــرت مجال جديد للاتصال بواسطة النبضات (pulses) عوضا عن الإشارات القياسية. حيث يتم أخـــذ العيـــنات مـــن الإشـــارة القياسية و تحول كل عينة إلى سلسلة معينة من النبضـــات ذات معـــاملات معينة وفقا لنوع التعديل، فيمكن أن يتغير اتساع هذه النبضـــات أو عرضها أو موقعها تبعا لقيم العينات. وفقا لذلك فإننا نحصل على تعديـــل اتســـاع النبضة (PAM) أو تعديل عرض النبضة (PWM) أو تعديل مكان النبضة (PPM)، على الترتيب. كما ناقشنا في الوحدات السابقة نوع آخر و هـــو الـــتعديل النبضـــي المشفّر PCM. و نستطيع إرسال الإشارة النبضية المعدّلة عوضا عن إرسال الإشارة القياسية لاحتوائها على المعلومة كاملة و التي يستطيع المستقبل (receiver) إعادة استخلاصها من تلك النبضات.

نلاحـــظ عـــن استخدام التعديل النبضي أن الإشارة المرسلة تحتل جزء محـــدد مـــن المحور الزمني للقناة، و بالتالي من الممكن أن نجمع عدة إشارات نبضية و نرسلها سويا على نظام المشاركة في الزمن، فإذا لم يحصل أي تداخل بين النبضات المتجاورة فبإمكاننا أن نفصل تلك الإشارات مرة أخرى و نستعيد كل منها على حدة.

و تدعـــى "مجموعـــة الإجـــراءات التي يتم من خلالها مزج و إضافة الإشـــارات ســـويا بحيـــث تتشارك المحور الزمني دون حدوث أي تداخل بين نبضـــاتها" بعملية التجميع بتقسيم الزمن (Time Division Multiplexing TDM). أو يمكـــن تعريف TDM على أنه تقسيم الفترات الزمنية على عينات

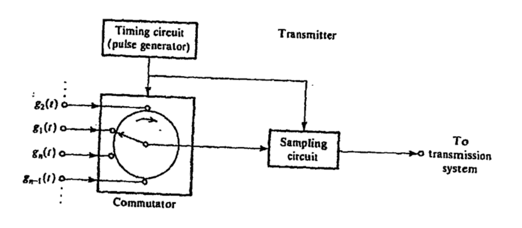
الإشـــارات المختلفة المصادر بحيث يتم نقل المعلومات من هذه المصادر بشكل متتالي من خلال قناة اتصال واحدة.

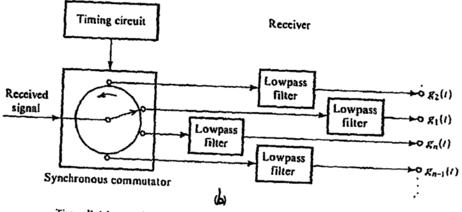
و الشـــكل التالـــي يبين كيف تمت الاستفادة من "الفراغات" الزمنية بين العينات لإرسال ثلاث إشارات مختلفة:



ان إرســـال أكثر من إشارة خلال القناة الواحدة دون تداخلهما كان أمر مســـتحيل عند التعامل مع الإشارة القياسية قبل التجزئة لكونها تحتل كافة الفترة الزمنـــية المخصصـــة للإرسال و لكنه أصبح ممكن بعدها لتوفر الفراغات بين العينات.

و الشـــكلين التاليـــن يوضـــحان المخطـــط الصندوقي لكل من مرسلة (transmitter) و مســـتقبلة (receiver) لـــنظام التجميع (Time Division Multiplexing PAM):





(b)

Time-division multiplexing of n channels.

فنلاحظ من الشكل الأول أن المرسل يتكون من الدوّار (commutator) الذي يقوم بعمل مفتاح التحويل الإلكتروني (electronic switch) من قناة إلى قناة أخرى من القنوات الموصولة إليه بالترتيب و بفترات زمنية محددة من قبل دائـــرة التوقيـــت (timing circuit)، و من ثم تقوم دائرة التجزئة و الإمساك (sample and hold circuit) بـــأخذ عيـــنة من تلك القناة. ان السرعة التي يـــدور بهـــا الدوّار يعتمد على المعدّل المطلوب لأخذ العينات و الذي يجب أن يتلاءم مع نظرية نايكويست ($f_s \geq 2f_m$).

ان مخـــرج دائـــرة التجزئة عبارة عن عينات لجميع الإشارات القياسية الموصـــولة مع الدوّار و التي تتشارك في الفترة الزمنية نفسها. و هذه الإشارة

الممـــزوجة هي التي يتم استقبالها على الطرف الآخر من نظام الاتصال، حيث يقـــوم الـــدوّار الخـــاص بالمســـتقبل، و الـــذي يجـــب أن يعمـــل بتزامـــن (synchronization) مع الدوّار الخاصة بالمرسل، بفصل العينات الخاصة بكل إشارة من الإشارات الممزوجة إلى قناة منفصلة خاصة بها. و تمرر كل إشارة مفصـــولة إلـــى مصـــفى تمرير حزمة ترددات منخفضة (LPF) ذو تردد قطع مساوي للتردد الأعلى لتلك الإشارة (f_c=f_m).

ان نظـــام مزج إشارات PAM و تطبيق نظام مشاركتها الفترة الزمنية المخصصـــة للإرســـال يمكن تطبيقه على مزج إشارات PCM أو أي إشارات نبضية أخرى. مثال على ذلك نظام T-1 المستخدم من قبل شركة Bell و الذي يتم فيه مزج 24 إشارة PCM تليفونية على قناة واحدة.

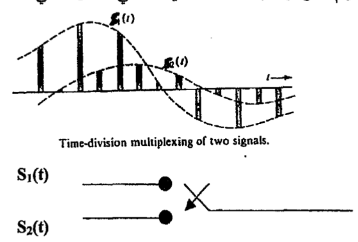
مـــن الجدير بالذكر طريقة أخرى تمكننا من مزج الإشارات و إرسالها علـــى نفـــس القناة، و لكن هذه المرة تتم المشاركة بعرض نطاق القناة المحدد. حيـــث يـــتم تعديل كل من القنوات الممزوجة سويا بتردد خاص بها يختلف عن الـــتردد الحامل لإشارة أخرى بشرط المحافظة على الإشارات المعدّلة المزاحة تـــردديا بشـــكل غير متداخل و بحيث تتشارك الإشارات جميعها عرض نطاق القـــناة الـــناقلة. و تســـمى هـــذه الطريقة في مزج الإشارات بالتجميع الترددي (Frequency Division Multiplying FDM).

2-3 تجميع القنوات المتشابهة

عـــند الحديث عن معدّل أخذ العينات للإشارات المجمعة زمنيا TDM يمكننا أن نميز نوعين:

1. إشارات مجمعة ذات معدّل أخذ عينات f_s متشابه.
2. إشارات مجمعة ذات معدّل أخذ عينات f_s مختلف.

فعند تجميع إشارات لها نفس المعدّل f_s فان كل من هذه الإشارات سيتم ربطـــه مرة واحدة إلى الدوّار الذي سيدور بسرعة مساوية إلى ذلك المعدّل، و ســـيدور بـــتلك السرعة الثابتة على كل الإشارات بالتساوي. يجب أن نقف عند التغير الذي يطرأ على معدّل الإرسال بعد التجميع الزمني للإشارات، فكما ذكرنا فـــان الـــدوّار (commutator) ســـيدور بســـرعة مكافئة لمعدّل أخذ العينات (التجزئة) و لكن المعدّل النهائي للإشارة الناتجة سوف يختلف عن تلك السرعة. مـــن أبسط الأمثلة التوضيحية دائرة المفتاح الدوّار الموصول مع إشارتين s_1 و s_2 اللتين يتم تجزئتهما بالمعدّل نفسه f_s كما في الشكل التالي:



Time-division multiplexing of two signals.

S₁(t)

S₂(t)

نلاحظ أن المفتاح يتناوب بين موقع كل من الإشارتين بحيث يأخذ عينة واحـــدة فقط من كل إشارة خلال فترة التجزئة (sampling period T_s) أثناء دورانه دورة كاملة. هذا يعني أن عينتين سيتم إرسالهما خلال فترة التجزئة، مما يعني أن معدّل النبضات في القناة أصبح ضعف معدّل التجزئة ($2f_s$).

مـــثال آخر، لو زدنا عدد القنوات إلى 10 قنوات و ربطنا كل منها إلى commutator يـــدور بمعدّل f_s فانه يقوم بأخذ عينة لكل إشارة من الإشارات العشرة خلال فترة التجزئة (sampling period T_s) أثناء دورانه دورة كاملة و الموضح في الشكل التالي. مما يعني أن 10 عينات سيتم إرسالهما خلال فترة

الـــتجزئة، ممـــا يعنـــي أن معدّل النبضات في القناة أصبح 10 أضعاف معدّل التجزئة الذي يدور به الدوّار commutator وفقا للعلاقة:

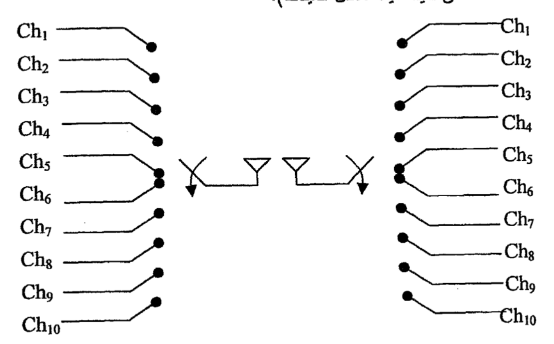
$$f_{s(mux)} = n*f_s$$

حيث:

$f_{s(mux)}$: معدّل العينات للإشارة الناتجة من المزج.

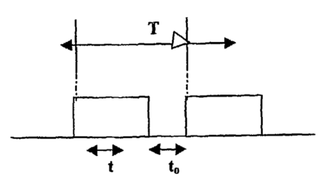
n: عدد القنوات الممزوجة.

f_s: معدّل العينات لكل إشارة داخلة إلى المازج (حيث تتشابه الإشارات من حيث قيمة معدّل العينات).



و مـــن الجهة الأخرى، يجب أن يدور الدوّار في المستقبل بنفس سرعة الـــدوران فـــي المرســـل و بتزامن معه. و يسمى هذا التزامن بتزامن الإطار (frame synchronization) و هـــو ضـــروري لتحديد توقيت البداية لأول عينة. و في بعض الأنظمة يتم إرسال إشارة خاصة للتوقيت (synchronizing signal) على إحدى القنوات المربوطة إلى الدوّار.

يــتم تحديــد عــدد القنوات التي يمكن تجميعها زمنيا من خلال سرعة دوران المفــتاح الإلكترونـــي، و الـــذي يحكـــم هــذه السرعة هو كسر الزمن (fraction of time) الذي تحتاجه كل إشارة PAM. و يعرّف هذا الكسر على أنه النسبة بين عرض كل نبضة (τ) إلى الفراغ الفاصل بين نبضتين متجاورتين لكل قناة (t_0) كما هو موضح في الشكل التالي:



و من البديهي أن عدد القنوات سيحدد بعرض النبضة الواحدة و عرض الفترة الفاصلة بين نبضتين متتاليتين، و يمكن تحديد أكبر عدد من القنوات التي يمكن مزجها (بحيث لا يحدث تداخل بينها) وفقا للعلاقة التالية:

$$\text{No. of channels} = T_s/(\tau+t_0)$$

حيث:

T_s: فترة أخذ العينة و التي تساوي ($1/\text{sampling rate} = 1/f_s$)

τ : عرض النبضة و يمثل الفترة الزمنية الفعلية التي تحتلها النبضة خلال عملية أخذ العينة.

t_0 :الفترة الزمنية الفاصلة بين نبضتين متجاورتين.

فيمكن القول أن العلاقة عكسية بين:

1. عدد القنوات و معدّل التجزئة f_s.
2. عدد القنوات و عرض النبضة τ .

فنستطيع زيادة عدد القنوات الممزوجة إذا صغرنا عرض النبضة τ و لكن ذلك سيؤدي إلى زيادة عرض النطاق BW ، فلا بد أن تؤخذ هذه المسألة في الحسبان عند تصميم المازج.

مثال1: تمت عملية التجميع TDM لـ 24 قناة صوتية، و كان معدّل عينات كل من هذه القنوات يساوي 8 KHz. احسب:

1. سرعة دوران الدوّار Commutator في كل من المرسل و المستقبل لهذا النظام.
2. معدّل عينات إشارة التجميع الناتجة في هذا النظام.

الحل:

1. ان سرعة الدوّار في المرسل يجب أن تكافئ معدّل العينات للإشارة الواحدة، و بالتالي:

$$Speed_{transmitter} = f_s = 8 \text{ KHz}$$

كما يجب أن تساوي سرعة الدوّار للمستقبل مثيلتها في المرسل و بنفس التزامن:

$$Speed_{receiver} = speed_{transmitter} = 8 \text{ KHz}$$

2. ان معدّل العينات للإشارة الممزوجة الناتجة يعتمد على كل من عدد القنوات و معدّل عينات القناة الواحدة، و بالتالي:

$$f_{s(mux)} = n * f_s$$
$$= 24 * 8 \text{ KHz} = 192 \text{ KHz}$$

مثال2: في نظام للتجميع الرقمي TDM يتم دوران الدوّار commutator بتردد 10 KHz. و يستمر أخذ العينة الواحدة لمدة 4.5 μsec .

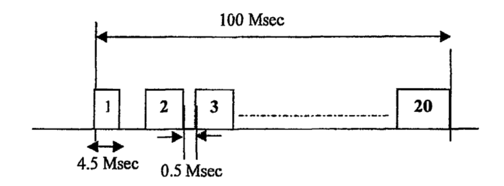
1. مـــا هو أكبر عدد من القنوات التي يمكن تجميعها في هذا الـــنظام إذا كانـــت الفـــترة الزمنـــية الفاصلة بين نبضتين متجاورتين يجب أن لا تقل عن 0.5 µsec ؟
2. بـــناء علـــى عدد القنوات الناتج من الفرع السابق، ما هو معدّل العينات للإشارة الممزوجة الناتجة ؟

الحل:

1. لحساب عدد القنوات يجب أولا إيجاد فترة العينة T_s:

$$T_s = 1/f_s = 1/10\ \text{KHz} = 100\ \mu\text{sec}$$

لنمثل الآن المعطيات المتوفرة لدينا بالرسم للتوضيح:



و بالقانون نستطيع حساب عدد القنوات الممكن تجميعها فنحصل على:

$$\text{No. of channels} = T_s/(\tau+t_o)$$
$$= 100 * 10^{-6}/(4.5 + 0.5) * 10^{-6}$$
$$= 20\ \text{channels}$$

2. بما أن عدد القنوات الناتج يساوي 20 قناة، فانه من المتوقع أن يكـــون معدّل العينات للإشارة الناتجة أكبر 20 مرة من المعدّل الأولي وفقا للعلاقة:

$$f_{s(mux)} = n * f_s$$
$$= 20 * 10\ \text{KHz} = 200\ \text{KHz}$$

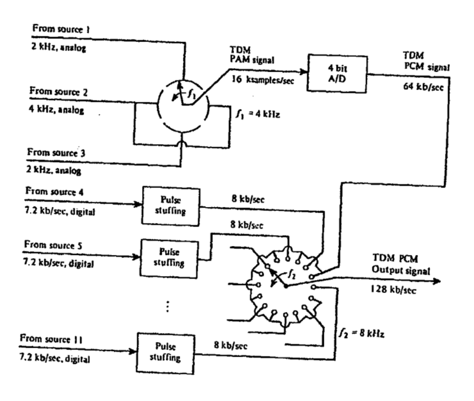
3-3 تجميع القنوات غير المتشابهة

عـــندما كانـــت ســـرعة الدوّار commutator مساوية لمعدّل العينات القنوات الداخلة إليه، كان من المضمون الحصول على عينة واحدة من كل قناة خـــلال الدورة الواحدة للعاكس مما يحقق لكل منها المعدّل المطلوب. لكن إذا لم يتساوى معدّل العينات للقنوات الممزوجة فكيف يمكن الحصول على عينات كل قناة بالمعدّل الخاص بها و المختلف عن معدّل عينات قناة أخرى بالرغم من أن سرعة الدوّار ثابتة ؟

ان تحقيق ذلك ممكنا باتباع أحد أسلوبين:

3-3-1 الأسلوب الأول:

استخدام buffer لتخزين قيمة العينات و تأخيرها ثم فرزها وفقا لمعدّل ثابت بحيث تتناغم مع معدّل عينات باقي القنوات، و هي الطريقة المستخدمة في شـــبكات الحاسوب و في الكثير من أنظمة الاتصالات الرقمية. ان هذه الطريقة فعالـــة عـــندما تحـــتوي معدلات العينات على اختلافات. يعرف هذا النوع من التجميع بالتجميع غير المتزامن (asynchronous multiplexing). و الشكل التالـــي يوضـــح اســـتخدام buffers لتجميع قناتين، إحداهما لها معدّل عينات f_{s1}=10KHz و الثانـــية لهـــا معدّل عينات f_{s2}= 20 KHz، فيتم ربط الإشارة الأولـــى مباشـــرة إلـــى الدوّار أما الإشارة الثانية فيتم ربطها أولا إلى Buffer لتخزين عينات منها و إمداد الدوّار بها عند الطلب:



مـــن المهـــم عند تصميم النظام أن يوفر الصاقل Buffer دائما العينات للإرسال عندما تطلبها القناة (عند وصول المفتاح الإلكتروني لموقع هذه القناة)، و يتطلـــب هذا الأمر أحيانا إدراج عينات فارغة لغرض حشو الفراغات عندما يكون buffer خالي من العينات، و تسمى هذه العينات بعينات الحشو stuffing samples. و مـــن جهة أخرى يجب أن يكون حجم buffer كبير بشكل كافي بحيث لا يحدث فيض في العينات (overflow).

يـــتم اســـتخدام buffer أيضا عندما يتم إرسال المصادر المتعددة بشكل غير تزامني asynchronously. و ان تحديد حجم buffer الواجب استخدامه يتطلـــب تحليل في الاحتمالات. و يدعى المازج في هذه الحالة بالمازج الساكن static multiplexer (stat MUX). و يمثل المازج الساكن تقنية أكثر فعالية لمـــزج القـــنوات. و لكن من جهة أخرى، يوجد جانب سلبي لهذا المازج و هو ضـــرورة إعطـــاء تعريف بالمستخدم user ID لإشارة المعلومات كونها لا

تعامل بمعدّل عينات منتظم. أما إذا كانت القنوات متزامنة و العينات منها تؤخذ بمعـدّلات منتظمة، فان المازج الساكن static MUX لا يعد الحل المثالي لهذا الـنظام. فتعد هذه الطريقة الأكثر فعالية من حيث تعادل القناة، و هي من جهة أخرى الطريقة الأكثر كلفة.

3-3-2 الأسلوب الثاني:

تتضـمن التقنـية الثانـية لمزج القنوات ذات معدلات العينات المختلفة اسـتخدام عاكسـات فرعـية خاصة sub- and super commutation. ان اسـتخدام هـذه التقنـية يتطلب أن تكون معدلات القنوات من مضاعفات معدّل أساسـي، و لتحقيق هذا الشرط قد نقوم أحيانا إلى أخذ عينات بعض الإشارات بمعـدّل أعلـى ممـا هـو مقرر لها فيما لو لم نرغب بتجميعها مع غيرها من القـنوات. مـثال على ذلك، لو أردنا تجميع إشارتين إحداهما ذات معدّل عينات 7.5 KHz و الأخـرى ذات معـدّل عينات 16 KHz، فلا بد من جعلهما من مضاعفات الأساس نفسه و بالتالي سيتم أخذ عينات القناة الأولى بمعدّل 8 KHz لتحقيق ذلك، أي أننا رفعنا من معدّلها لنتمكن من مزجها مع القناة الثانية.

ان تقنـية اسـتخدام sub- and supercommutation تعتـبر تقنية بسيطة، حيث يوجد أكثر من عاكس في النظام بحيث يدور بسرعة تناسب معدّل عينات عدد من القنوات، أما القنوات التي لها معدّل عينات أكبر من تلك السرعة فيـتم ربطها بأكثر من شق من ذلك الدوّار و على مسافات متساوية لضمان أخذ عـدد العيـنات المطلـوب مـنها خلال دورة الدوّار دورة واحدة كاملة (تقنية supercommutation). تبقى القنوات ذات معدّل العينات الأصغر من سرعة الدوّار الأساسي، تلك يتم ربطها إلى عاكس ثانوي ذو سرعة دوران صغيرة و يتم ربط الإشارة الناتجة من تجميع قنوات هذا الدوّار الثانوي إلى شق واحد من

شــقوق الدوّار الأساسي بحيث يتم أخذ عينات من القنوات المربوطة إلى الدوّار الثانوي في كل دورة واحدة للعاكس الأساسي (تقنية subcommutation).

مثال على استخدام هذه التقنية، إذا رغبنا بالتجميع TDM للـــ 44 قناة التالية:

قناة واحدة ذات معدّل عينات 80 KHz

قناة واحدة ذات معدّل عينات 40 KHz

18 قناة ذات معدّل عينات 10 KHz

10 قنوات ذات معدّل عينات 1250 Hz

16 قناة ذات معدّل عينات 625 Hz

ان جمـــيع القنوات تحقق الشرط، حيث أن معدّلات العينات جميعها من مضــــاعفات رقـــم واحـــد و هو 625 Hz. و لنختار التردد 10 KHz التردد الأساســـي لـــتحديد دوران الـــدوّار الرئيســـي (ليدور 10 آلاف مرة في الثانية الواحـــدة). فيمكن وصل القنوات 18 ذات معدّل عينات 10 KHz بحيث تربط كـــل مـــن هذه القنوات إلى شق واحد من شقوق عجلة الدوّار، و بالتالي كل ما أتمت العجلة دورة كاملة تؤخذ عينة واحدة من كل قناة من هذه القنوات الثمانية عشر. أما بالنسبة للقناة ذات معدّل العينات 40 KHz، فيجب أن يتم ربطها إلى عجلـــة الـــدوّار الرئيســـي بحيث يتم أخذ العينات منها أربعة مرات في الدورة الواحدة (لأن معدّل دوران العجلة 10 KHz فقط) و يجب أن تؤخذ منها العينات بشكل منتظم و لذلك يتم ربطها إلى 4 شقوق على أبعاد متساوية كما هو موضح في الشكل التالي (الشقوق 4، 12، 20، 28).

كذلـــك الأمر بالنسبة للقناة ذات معدّل العينات 80 KHz، فيجب أن يتم ربطهـــا إلى عجلة الدوّار الرئيسي بحيث يتم أخذ العينات منها ثمانية مرات في الدورة الواحدة (لأن معدّل دوران العجلة 10 KHz فقط) و يجب أن تؤخذ منها

العينات بشكل منتظم و لذلك يتم ربطها إلى 8 شقوق على أبعاد متساوية كما هو موضح في الشكل التالي (الشقوق 2، 6، 10، 14، 18، 22، 26، 30).

أمـــا بالنسبة للقنوات الثمانية ذات معدّل العينات 1250 Hz (أصغر من دوران العجلـــة الأساســـية)، فلا يمكن وصلها مباشرة إلى العجلة الأساسية ذات الـــتردد العالـــي و إنمـــا يتم وصل كل قناة منها إلى شق من عجلة ثانوية ذات ســـرعة دوران 1250 دورة في الثانية (sub- commutation)، ، و بحساب إشارة التجميع الناتجة من هذه العجلة الثانوية نجد أنها تساوي:

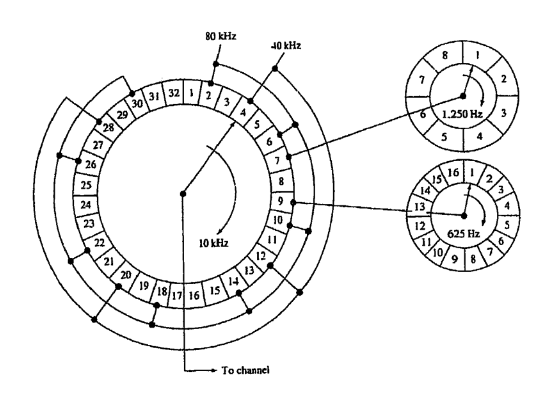
$$f_{s(mux)} = n^*f_s = 8 * 1250 = 10\ KHz$$

و بـــناء علـــى ذلـــك يمكن ربط إشارة التجميع الناتجة من تلك العجلة الـــثانوية إلى أحد خلايا العجلة الرئيسية (و ليكن الشق رقم 7) كما هو موضح في الشكل التالي.

لـــم يتـــبقى غير القنوات 16 ذات معدّل العينات 625 Hz (أصغر من دوران العجلة الأساسية)، فسوف يتم التعامل معها كمثيلاتها (ذات التردد 1250 Hz) و ذلـــك بوصل كل قناة منها إلى شق من عجلة ثانوية ذات سرعة دوران 625 دورة فـــي الثانـــية (sub- commutation)، و بحســـاب إشارة التجميع الناتجة من هذه العجلة الثانوية نجد أنها تساوي:

$$f_{s(mux)} = n^*f_s = 16 * 625 = 10\ KHz$$

و بـــناء علـــى ذلـــك يمكن ربط إشارة التجميع الناتجة من تلك العجلة الـــثانوية إلى أحد خلايا العجلة الرئيسية (و ليكن الشق رقم 9) كما هو موضح في الشكل التالي.



ان الحياة ليست دائما بهذه البساطة ، فمعدّلات العينات للقنوات المعطاة في المثال السابق كانت من نفس المضاعف و لم نحتاج إلى التقريب. و من جهة أخرى يجب حساب عدد خلايا العجلات (سواء الرئيسية أو الفرعية) بشكل دقيق ليتماشى مع معدّلات القنوات المعطاة بأفضل صورة. كما لا بد من تحديد دقيق للخلايـــا التـــي يتم ربط العجلات الثانوية إليها بحيث تحقق المسافات بينها عدد العيـــنات المطلوب بشكل منتظم لكل دورة من دوران العجلة، و كما في المثال السابق، نلاحظ حاجتنا أحيانا لاستخدام عجلات دوران بعدد خلايا أكبر من الحد الأدنى المطلوب لتحقيق هذا الغرض.

4-3 نظام T-1 Carrier

ان الفـــترة التي فصلت بين اكتشاف تعديل PCM و تمثيله عمليا كانت أكثر من 20 سنة بسبب عدم توفر أجهزة مفاتيح التحويل (switches) المناسبة.

فالأنابيــب المفــرغة (vacuum tubes) كانــت تمثل الأجهزة المتوفرة قبل الترانزيســتورات، و التــي تتصــف بالضــخامة و تبديد الطاقة بشكل حرارة بالإضـافة لكونهـا رخيصة. و بالتالي كانت الأنظمة التي تستخدم تلك الأنابيب كبـيرة و مائلــة إلى الإفراط في الحرارة. لذلك تأخر تنفيذ أنظمة PCM حتى اختراع الترانزيستور الذي يتميز، على خلاف الأنابيب المفرغة، بصغر الحجم و الاستهلاك البسيط للطاقة و سرعة التحويل (أقرب ما يكون إلى مفتاح التحويل النموذجي).

تصـادف أن تزامـن هـذا الاكتشـاف مع تزايد الطلب على خدمات التليفونات، و تنامي عدد الخطوط لدرجة حدوث حمولة زائدة في خطوط بعض المدن الكبيرة. و لم يكن عمليا حل هذه المشكلة بمد كوابل جديدة تحت الأرض لعدم توفر حيز لذلك (انشغال الحيز المتبقي بالخدمات الصحية و أنابيب المياه و الغـاز و غـيرها من الخدمات). بالإضافة إلى أن إعادة حفر الشوارع لمد تلك الكوابل أمر غير محبّذ.

تمـت محاولـة ضـيقة لحـل هذه الأزمة بواسطة تقنية تقسيم التردد frequency Division Multiplexing (FDM) ، و التي مرت معنا سابقا، لعـدد من القنوات الصوتية المعدّلة تعديل سعوي AM. و لكن ظهرت مساوئ عدة لهذه المحاولة، فقد كانت الكوابل مصممة أصلا لقنوات صوتية لا تتعدى 4 KHz و كـان مستوى التشويش في الترددات العالية المتجمع عالي و الأهم أن تداخل الحديث cross talk بين القنوات المتجاورة كان ذو مستوى غير مقبول.

و بالـرغم مـن أن عرض النطاق الذي يحتاجه نظام PCM أكبر عدة مرات من عرض النطاق المطلوب لنظام FDM إلا أن حل تلك المشكلة تم من خلالـه لمـا له من مميزات في جوانب أخرى. فالمولدات المعيدة المتقاربة في نظـام PCM تسـتطيع العمل بشكل مرضي في خطوط الترددات العالية ذات

الأداء المـــنخفض و بوجـــود التشـــويش أيضـــا. و تقـــوم المولدات المعيدة، و الموضوعة بشكل متجاور على مسافات 6000 قدم، بتنقية الإشارة و إعادة توليد النبضات الجديدة من النبضات المشوشة المستقبلة.

ان هذا باختصار تاريخ نظام T-1 Carrier من شركة Bell. حيث يتم اســـتخدام زوج مـــن الأسلاك، الذي كان ينقل إشارة صوتية بعرض نطاق 4 KHz، لـــنقل 24 قـــناة تليفونـــية صوتية ممزوجة بواســـــطة تقنية التجميع Time Division Multiplexing PCM و بعـــــــرض نطاق كلي 1.544 MHz (نلاحظ من هذا الرقم كبر عرض النطاق المطلوب لنظام PCM).

يـــتم ربـــط كل قناة من القنوات 24 إلى واحدة من خلايا عجلة الدوّار commutator ليتم أخذ العينات منها بالترتيب و بسرعة دوران ثابتة و بمعدّل نايكويست:

$$f_s=2*f_m= 2*4\ K = 8\ K\ samples\ /sec$$

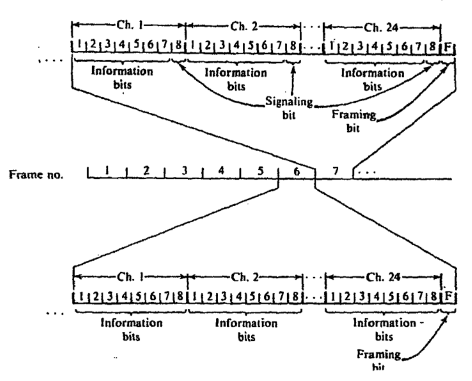
و تمـــثل الإشارة الخارجة من commutator إشارة التجميع TDM-PAM (يـــتم فـــتح هـــذا المفتاح الإلكتروني بشكل دوري بنبضات ضيقة جدا (بعـــرض نبضة يساوي 2 µsec))، حيث لم يتم حتى الآن تشفير تلك العينات إلـــى شفرة ثنائية لكي نطلق عليها إشارة PCM. حيث يتم تحويل كل 24 عينة إلى إطار يتكون من 192 نبضـة زائد نبضة إضافية واحدة فقط (framing bit) التـــي توضع في آخر كل إطار، فيصبح المجموع الكلي لنبضات الإطار 193 نبضة. و تتم هذه الإضافة لأنه من الضروري للمستقبل receiver أن يتأكد من بداية كل إطار لفصل نبضات المعلومات بشكل صحيح. و الزمن اللازم لإرسال الإطار يساوي:

$$T= 1/R = 1/8K =125\mu sec$$

و معـــدّل عيـــنات الإشـــارة الخارجـــة من العجلة (و الداخلة للمشفر Encoder) يساوي:

$$f_{s(mux)} = n * f_s$$
$$= 24 * (2*4) \text{ KHz} = 192 \text{ K samples/sec}$$
$$f_{s(out)} = n * f_{s(in)}$$
$$= 8 \text{ (b/sam)} * (192+1) \text{ (K sam/s)} = 1.544 \text{ Mbits/sec}$$

و الشكل التالي يبين الهيئة العامة للإطار الواحد في نظام T-1 Carrier System:



و مـن الملاحظ أن بعض النبضات المرسلة لا تمثل معلومة عن القناة الصوتية و إنما تم حجزها لأغراض مخصصة، و منها:

1. نبضات الإطار framing bits : و التي نلاحظها في الشكل السابق بالحرف "F"، و تضاف إلى نهاية الإطار ليتمكن المستقبل من فصل نبضات المعلومات بشكل صحيح. و لا بد من تمييز نبضات الإطار عـن نبضـات المعلومة و لتحقيق ذلك يتم اختيار تتابع معين خاص لتمثيلها لا يمكن حدوثه في الإشارة الصوتية. مثال على هذا التتابع:

101010... الذي يستحيل حدوثه في إشارة صوتية speech signal لأنـــه يحـــتوي التردد 4 KHZ و الذي يتم تصفيته من الإشارة قبل تجزئـــتها بواسطة مصفى تمرير ترددات منخفضة LPF بتردد قطع f_c=3.4 KHz) الغرض من هذا المصفى التخلص من Aliasing Error).

و مـــا يحـــدث فـــي المســـتقبل أنه يتم فحص نبضات الاطار المستلمة، فان لم تكن متبوعة بعينة نبضات الإطار المتفق عليها فسيتم فقدان التزامن. و يستغرق الأمر من 0.4 msec إلى 6 msec للكشف عـــن فقدان التزامن و 50 msec و في أسوء الحالات لإعادة استنباط الإطار.

2. نبضات التأشير أو الإعلان Signaling pulses: عند إرسال القناة التليفونـــية لـــيس الضـــروري فقـــط إرســـال الصوت و إنما من الضـــروري أيضـــا إرسال البيانات المتعلقة بطلب المكالمة dial pulses، كإشارة on-hook و إشارة off-hook. ففي نظام T-1 Carrier الأولي حيث عدد مستويات التكميم يساوي L=128 فان تمثـــيل العيـــنة يـــتم بـــــ 7 نبضات فقط أما النبضة الثامنة فيتم اســـتخدامها للتأشـــير، فيـــتم حجـــز أقـــل النبضات وزنا (least significant bit (LSB)) كـــل 6 إطارات لإرسال هذه المعلومة (أي الإطـــار رقم 1، 7، 13، 19.. الخ) كما هو مبين في الشكل السابق. و هذا يعطي معرفة مسبقة بحدوث خطأ في تلك النبضات المرقمة (LSB) بالنبضة الثامنة من كل قناة.

فالحصيلة النهائية للنبضات في كل إطار رقمه من مضاعفات الرقم 6 هي:

نبضات المعلومات information bits: 24*7=168 bits

نبضات الإطار framing bits: 1 bit

نبضات التأشير signaling bits: 24*1=24 bits ، و تأخذ بمعدّل يساوي:

8000/6 = 1333 bit/sec

أما عن الحصيلة النهائية للنبضات في باقي الإطارات فهي:

نبضات المعلومات information bits: 24*8=192 bits

نبضات الإطار framing bits: 1 bit

نبضات التأشير signaling bits: لا يوجد.

بعـــد تقديم شركة Bell لنظام T-1 Carrier في الولايات المتحدة، تم اقـــتراح و تبني العديد من التغيرات عليه، و لكن مؤسسة CCITT للاتصالات وضـــعت مقايـــيس محددة للنظام بحيث يجمع 30 قناة بمعدّل نبضات 2.048 Mbit/sec (توافقـــا مع المعدّل 1.544 Mbit/sec و القنوات 24) و التضغيط من نوع u-Law. ان نظام 30 قناة مستخدم في كل أنحاء العالم ماعدا الولايات المـــتحدة و الـــيابان لأن الـــنظام فيهما قبل أن يتم وضع تلك المقاييس (كما يتم استخدام نظام التضغيط من نوع A- Law فيهما).

و فـــي ما يلي جدول يوضح أهم الفروق بين القيم المحسوبة في نظام 24 قناة عن مثيلاتها في نظام 30 قناة (القياسية):

القيمة	نظام 24 قناة	نظام 30 قناة
عدد القنوات المجمعة	24	30
معـــدّل أخـــذ العيـــنات f_s فـــي commutator	8 Ksample/sec	8 Ksample/sec
عدد نبضات المعلومة في الإطار الواحد	192 bits	240 bits

16 bits	1 bits	عـــدد نبضات التأشير و الاطار لكل إطار
256 bits	193 bits	عـــدد النبضات الكلي في الإطار الواحد
125μsec	125μsec	الزمن اللازم لإرسال الإطار
8 bits	8 bits	عـــدد النبضـــات المشفرة للعينة الواحدة
(256*8K)= 2.048 Mbit/sec	(193*8K)= 1.544 Mbit/sec	معـــدّل النبضـــات الخارجة من المشفر

** ان القـــيمة التي يجب أن لا تغيب عن الذهن أبدا هي معدّل إرسال القناة الصوتية الواحدة، فترددها يساوي:

$$f_m = 4\ KHz$$

و بالتالي فان معدّل أخذ العينات منها يساوي ضعف هذا الرقم (بحسب نظرية نايكويست):

$$f_s = 2 * f_m = 2 * 4K = 8000\ samples/sec$$

و كل عينة يتم تشفيرها في كلمة رقمية مكونة من 8 نبضات، و بالتالي يصبح المعدّل النهائي لإرسال القناة الصوتية الواحدة الخارجة من المشفر:

$$f_{s(out)} = n * f_{s(in)} = 8 * 8000 = 64\ Kbits/sec$$

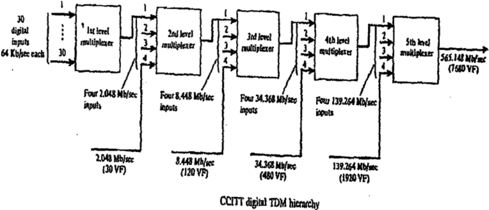
5-3 درجات التجميع العليا

في الواقع، يوجد تصنيفين من المجمعات (Multiplexer). الفئة الأولى تستخدم لتجميع القنوات ذات معدّل بيانات منخفضة (أقل من 4800 bits/sec)

لــتكوّن منها إشارة واحدة ذات معدّل أعلى (لحد 9600 bits/sec) التي يتم في آخر الأمر إرسالها عبر قنوات صوتية.

الفئة الثانية من المجمعات تعمل على معدّلات أعلى من الأولى بكثير. و ذلــك بتكويــن طبقات (أو درجات أو مستويات) أعلى من الإشارة المجمّعة في خطوة سابقة. و هذا ما يدعى بالتجميع ذو الدرجات العالية.

فتجميع الإشارات الرقمية في مستويات (digital hierarchy) الموصى بــه من CCITT (لنظام T-1 Carrier المعياري المؤلف من 30 قناة صوتية) موضح في الشكل التالي:



CCITT digital TDM hierarchy

فالإطــــار النهائي يتكون من 30 شريحة زمنية ، و كل واحدة من هذه الشــرائح تتكون من 8 أجزاء. من القواعد الأساسية لتقسيم الإطار الأساسي (و الذي يتكون بدوره من عدد من الإطارات الجزئية) ذو درجة عليا:

1. تأتي كلمة التسوية في بداية كل إطار.

2. لغــرض المحافظـــة على التزامن قد تضاف 4 أجزاء للإطار و تسمى أجــزاء التصـــحيح، كما تضاف 4 أجزاء تأشير التصحيح للتحقق من الحاجة لأجزاء التصحيح. نلاحظ أن عدد الأجزاء المضافة هو 4 دائما

و ذلك لأن 4 من السيول يتم تجميعها لإنتاج سيل واحد لكل درجة من درجات التجميع كما هو موضح في الشكل السابق.

3. يتم تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح 3 مرات في أنظمة 8 Mbit/sec و أنظمة 34 Mbit/sec. بينما تكرر 5 مرات في أنظمة 140 Mbit/sec.

4. يتحدد عدد الإطارات الجزئية في الإطار الأساسي وفقا للعلاقة التالية:

عدد الإطارات الجزئية =عدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح+ 1

مثال: ما عدد الإطارات الجزئية في أنظمة 8 Mbit/sec ؟

الحل:

عدد الإطارات الجزئية = عدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح + 1

= 3 + 1 = 4 إطارات جزئية.

5.توزع أجزاء الإطارات الجزئية في مجموعات يتكون كل منها من 4 أجزاء. و تتكون الإطارات الجزئية من:

أ. كل من كلمة تسوية الإطار، أجزاء الخدمة و سلسلة أجزاء المعطيات في الإطار الجزئي الأول (بالترتيب المذكور).

ب. كل من 4 أجزاء لمؤشرات التصحيح و سلسلة أجزاء المعطيات في مجموعات من 4 أجزاء في الإطارات الجزئية التالية (بالترتيب المذكور).

ج. كل من 4 أجزاء لمؤشرات التصحيح تليها4 أجزاء لمؤشرات التصحيح أخرى عند الضرورة (و عند عدم الضرورة لذلك يتم حجزها لإرسال 4 أجزاء من المعطيات)، ثم سلسلة أجزاء

المعطـيات في مجموعات من 4 أجزاء في الإطارات الجزئية الأخيرة .

و لـنحلل الآن الإطـار الكلـي الخـاص بالتجميع من الدرجات العليا المخـتلفة (و قـد سـبق في مواضيع سابقة أن تطرقنا الى التجميع من الدرجة الأولى الذي يتم فيه مزج 30 أو 24 قناة).

1-5-3 التجميع من الدرجة الثانية

من الشكل السابق نلاحظ أن 4 سيول من الأجزاء ذات المعدّل 2.048 Mbit/sec (و الـناتجة مـن تجميع 30 قناة لكل منها كما مرّ معنا سابقا)، يتم مـزجها في مجمّع من الدرجة الثانية للحصول على سيل واحد بمعدّل 8.448 Mbit/sec. و مـن المتوقع في الطرف الثاني من نظام الاتصال أن يتم إعادة توزيع هذا السيل الى أصوله الأربعة ذات المعدّل الأصغر.

كما وجدنا سابقا، يوجد 4 من الإطارات الجزئية لهذا النظام (لأن عدد أجزاء مؤشرات التصحيح يساوي 3). و عدد النبضات (الأجزاء) في كل إطار يسـاوي 848 نبضة لفترة إطار كاملة تساوي 100 µsec . و تقسم هذه الفترة الزمنية بالتساوي على الأجزاء الأربعة، و بالتالي فان الفترة الزمنية المخصصة لكـل إطار جزئي من الإطارات الجزئية الأربعة تساوي 25 = 100 µsec/4 (µsec). كمـا أن عدد النبضات الكلية يقسم بالتساوي على الإطارات الجزئية الأربعة و بالتالي فان عدد النبضات (الأجزاء) المخصصة لكل إطار جزئي منها تسـاوي (848bits /4=212 bits). و الشـكل التالي يبين تمثيل بالرسم لهذه القيم:

Subframe 1 .إطار جزئي	2	3	4

100µs – 848 bits — 212 bit — 25 µsec — 25 µsec

يمكن حساب معدّل إرسال النبضات وفقا للقانون التالي:

معدّل إرسال النبضات = عدد النبضات المرسلة في الثانية الواحدة

= 1 ÷ زمن النبضة الواحدة

= 1 ÷ (100µsec/848)

= 1 ÷ 117 nsec = 8.448 Mbit/sec

قيمة التفاوت المسموح به لهذا المعدّل يساوي 253 Hz.

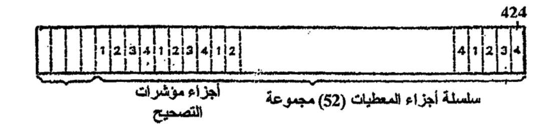
ذكــرنا سابقا أن كلمة التسوية تأتي في بداية الإطار الكلي و تتكون هنا مـن 10 أجــزاء تليها أجزاء الخدمة (الجزء الأول للتحذير و الثاني احتياط و يحــتوي النبضـــة 1 في حال عدم العمل) . و بعدها تأتي سلسلة النبضات التي تحمــل المعلومــات و تعــتمد قيمتها على استخدام أو عدم استخدام 4 نبضات لغرض التصحيح مما يجعل عدد نبضات المعلومات يتراوح بين 820 الى824. و الشــكل التالــي يبين محتويات الإطار الجزئي الأول من الإطار الكلي لنظام تجميع من الدرجة الثانية ذو معدّل 8.488 Mbit/sec:

1	1	1	1	0	1	0	0	0	0			1	2	3	4	1	2	3	4	…	1	2	3	4

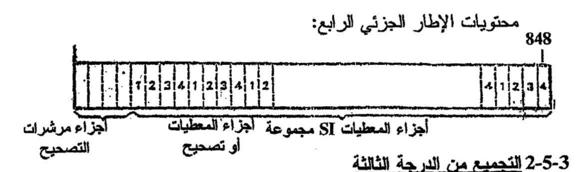
كلمة التسوية — أجزاء الخدمة — أجزاء المعطيات — 50 مجموعة من سلسلة

أمـــا الإطارين الجزئيين الثاني و الثالث فلا أثر فيهما لكلمة التسوية و إنما نجد نبضات خاصة بمؤشرات التصحيح. و الشكلين التاليين يبينان محتويات كل من هذين الإطارين:

محتويات الإطار الجزئي الثاني و الثالث:

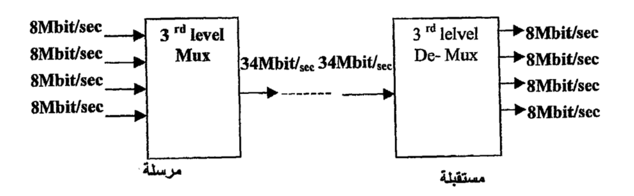


محتويات الإطار الجزئي الرابع:



2-5-3 التجميع من الدرجة الثالثة

الشــكل التالي يبين المخطط الصندوقي لكل من مرسلة و مستقبلة لنظام التجميع الرقمي من الدرجة الثالثة:



نلاحــظ أن 4 ســيول مــن الأجــزاء ذات المعدّل 8.448 Mbit/sec (والناتجة من مجمّع من الدرجة الثانية)، يتم مزجها في مجمّع من الدرجة الثالثة للحصــول علــى ســيل واحد بمعدّل 34.368 Mbit/sec . و من المتوقع في

الطـــرف الثانـــي من نظام الاتصال أن يتم إعادة توزيع هذا السيل الى أصوله الأربعة ذات المعدّل الأصغر.

كما وجدنا سابقا، يوجد 4 من الإطارات الجزئية لهذا النظام (لأن عدد أجزاء مؤشرات التصحيح يساوي 3). و عدد النبضات (الأجزاء) في كل إطار يســاوي 1536 نبضة لفترة إطار كاملة تساوي 45 µsec . و تقسم هذه الفترة الزمنية بالتساوي على الأجزاء الأربعة، و بالتالي فان الفترة الزمنية المخصصة لكــل إطــار جزئـــي مـــن الإطارات الجزئية الأربعة تساوي = 45 µsec/4 (11.25µsec). كمـــا أن عـــدد النبضات الكلية يقسم بالتساوي على الإطارات الجزئـية الأربعة و بالتالي فان عدد النبضات (الأجزاء) المخصصة لكل إطار جزئـــي منها تساوي (1536bits /4=384 bits). و الشكل التالي يبين تمثيل بالرسم لهذه القيم:

153 6 bits

384bit	11.25 µsec	11.25 µsec

الإطار الجزئي (1) Subframe 1	2	3	3

153 6 bits

يمكـــن حساب معدّل إرسال النبضات هنا أيضا وفقا للقانون المعطى في المجمع من الدرجة الثانية :

معدّل إرسال النبضات = عدد النبضات المرسلة في الثانية الواحدة

= 1 ÷ زمن النبضة الواحدة

= 1 ÷ (45µsec/1536)

= 34.133 Mbit/sec

حيـــث أن عدد مؤشرات التصحيح لهذا النظام تساوي 3 أيضا فان عدد الإطـــارات الجزئية ستساوي 4. و كما الإطار الجزئي في المجمع من الدرجة

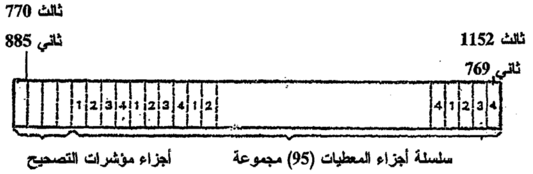
الثانية، مرة أخرى، هنا كلمة التسوية تأتي في بداية الإطار الكلي و تتكون من 10 أجزاء تليها أجزاء الخدمة (الجزء الأول للتحذير و الثاني احتياط و يحتوي النبضـــة 1 فـــي حـــال عدم العمل). و بعدها تأتي سلسلة النبضات التي تحمل المعلومـــات، الفرق أن عدد نبضات المعلومات هنا 93 نبضة بينما في المجمع من الدرجة الثانية كان عددها 50 نبضة فقط. و تتراوح عدد نبضات المعلومات الكلية بين 1512 الى 1508 بحسب عدد أجزاء التصحيح المستخدمة. و الشكل التالـــي يبين محتويات الإطار الجزئي الأول من الإطار الكلي لنظام تجميع من الدرجة الثالثة :

1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 | 1 2 3 4 1 2 3 4 ... 1 2 3 4

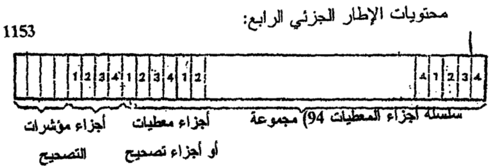
كلمة التسوية　　أجزاء خدمة　　سلسلة أجزاء المعطيات (93) مجموعة

أما الإطارين الجزئيين الثاني و الثالث فلا أثر فيهما لكلمة التسوية و إنما نجد نبضات خاصة بمؤشرات التصحيح. و الشكلين التاليين يبينان محتويات كل من هذين الإطارين:

محتويات الإطار الجزئي الثاني و الثالث:

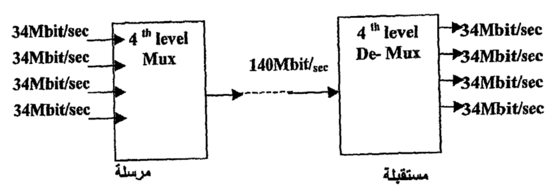


محتويات الإطار الجزئي الرابع:



3-5-3 التجميع من الدرجة الرابعة

الشـــكل التالي يبين المخطط الصندوقي لكل من مرسلة و مستقبلة لنظام التجميع الرقمي من الدرجة الرابعة:



نلاحظ أن 4 سيول من الأجزاء ذات المعدل 34 Mbit/sec (و الناتجة مـــن مجمّـــع مـــن الدرجـــة الثالثة)، يتم مزجها في مجمّع من الدرجة الرابعة للحصـــول على سيل واحد بمعدل 140 Mbit/sec . و من المتوقع في الطرف الثاني من نظام الاتصال أن يتم إعادة توزيع هذا السيل الى أصوله الأربعة ذات المعدّل الأصغر.

من معرفتنا بعدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح لهذا النظام (و التي تساوي 5) يمكننا حساب عدد الإطارات الجزئية المكونة للإطار الكلي:

عـــدد الإطـــارات الجزئـــية = عدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح + 1

= 5 + 1 = 6 إطارات جزئية.

عدد النبضات (الأجزاء) في كل إطار يساوي 2928 نبضة لفترة إطار كاملـــة تســـاوي 21 µsec . و تقسم هذه الفترة الزمنية بالتساوي على الأجزاء الســتة، و بالتالي فان الفترة الزمنية المخصصة لكل إطار جزئي من الإطارات الجزئـــية الأربعـــة تساوي (21 µsec/6 = 3.5µsec). كما أن عدد النبضات الكلـــية يقســم بالتســـاوي علـــى الإطارات الجزئية الأربعة و بالتالي فان عدد النبضات (الأجزاء) المخصصة لكل إطار جزئي منها تساوي (2928 bits /6= 488 bits). و الشكل التالي يبين تمثيل بالرسم لهذه القيم:

21msec- 2928 bit

35msec | 488 bit

1	2	3	4	5	6

يمكن حساب معدّل إرسال النبضات على النحو التالي :

معدّل إرسال النبضات = عدد النبضات المرسلة في الثانية الواحدة

= 1 ÷ زمن النبضة الواحدة

= 1 ÷ (21µsec/2928)

= 1 ÷ 7nsec

= 139.264 Mbit/sec

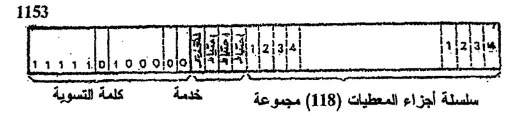
قيمة التفاوت المسموح به لهذا المعدّل يساوي 2089 Hz.

ان كـــل إطار لا يحتوي 2928 bits و إنما تتراوح قيمة النبضات في الإطار الواحد بين 2928 و 2888 نبضة تبعا لعدد أجزاء التصحيح المستخدمة.

بيـن مـن الاخـتلافات الملاحظة الأخرى بين هذا النظام و النظامين السابقين:

1. كلمـة التسـوية تأتي في بداية الإطار الكلي و تتكون من 12 جزء.
2. عـدد أجـزاء الخدمة 4 أجزاء: الجزء الأول منها للتحذير، و الأجزاء المتبقية تكون احتياطية و تكون قيمة محتوياتها 1 في حالة عدم الاستخدام.

الشـكل التالـي يبين محتويات الإطار الجزئي الأول من الإطار الكلي لنظام تجميع من الدرجة الرابعة :



أما الشكل التالي فيبين محتويات الإطار الجزئي من الثاني الى الخامس (قبل الأخير):

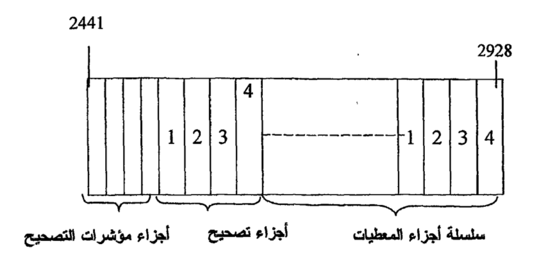
976 (الثاني)
1464 (الثالث)
1952 (الرابع)
2440 (الخامس)

(الثاني) 489
(الثالث) 977
(الرابع) 1465
(الخامس) 1953

سلسلة أجزاء المعطيات (12) مجموعة

أجزاء مؤشرات التصحيح

أما الشكل التالي فيبين محتويات الإطار الجزئي الأخير:



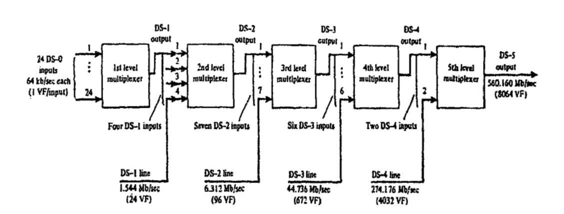
و الجـدول التالـي يعطـي ملخـص لمحـتويات الإطار لنظام 140 Mbit/sec .

رقم الإطار الجزئي	الوصف	ترقيم النبضات
1	إشارة التزامن (التسوية) للإطار	من 1 الى 12
	نبضة الخدمة الأول (للتحذير)	13
	نبضات الخدمة الثانية (للاحتياط)	من 14 الى 16
	نبضات المعلومات من القنوات المجمعة	من 17 الى 488
2	نبضة التأشير للقناة الأولى	1
	نبضة التأشير للقناة الثانية	2
	نبضة التأشير للقناة الثالثة	3

	نبضة التأشير للقناة الرابعة	4
	نبضات المعلومات من القنوات المجمعة	من 5 الى 488
3	كما هو الحال في الإطار الجزئي الثاني	
4	كما هو الحال في الإطار الجزئي الثاني	
5	كما هو الحال في الإطار الجزئي الثاني	
6	نبضة التأشير للقناة	من 1 الى 4
	نبضة التأشير للقناة	من 5 الى 8
	نبضات المعلومات من القنوات المجمعة	من 9 الى 488

ان القنوات المجمعة لا يشترط أن تكون قنوات تليفونية صوتية و إنما أي إشارة لها معدّل البيانات و الهيئة المناسبة لنقلها عبر هذه القنوات المجمعة.

ان هذا الأسلوب في التجميع هو المعتمد من قبل Consultative Committee on International Telephony and Telegraphy (CCITT) و هو المستخدم في أوروبا و باقي دول العالم. أما في الولايات المتحدة و اليابان فيتم تجميع 24 قناة عوضا عن 30 قناة و المبين في الشكل التالي:


24 DS-0
inputs
64 kb/sec each
(1 VF/input)
1st level
multiplexer
DS-1
output
2nd level
multiplexer
DS-2
output
3rd level
multiplexer
DS-3
output
4th level
multiplexer
DS-4
output
5th level
multiplexer
DS-5
output
560.160 Mb/sec
(8064 VF)
Four DS-1 inputs
Seven DS-2 inputs
Six DS-3 inputs
Two DS-4 inputs
DS-1 line
1.544 Mb/sec
(24 VF)
DS-2 line
6.312 Mb/sec
(96 VF)
DS-3 line
44.736 Mb/sec
(672 VF)
DS-4 line
274.176 Mb/sec
(4032 VF)

أسئلة الوحدة الثالثة

س1) ما المقصود بالتجميع بتقسيم الزمن TDM ؟

س2) ارسم المخطط الصندوقي لكل من مرسلة (transmitter) و مستقبلة (receiver) لنظام التجميع (Time Division Multiplexing PAM).

س3) على ماذا تعتمد سرعة commutator في طرف المرسل؟

س4) ما المقصود بالتجميع الترددي (Frequency Division Multiplying FDM) ؟

س5) كيف يتم تجميع إشارات لها نفس المعدل f_s ؟

س6) ما الذي يحدد عدد القنوات المجمعة في النظام ؟

س7) ما نوع العلاقة بين:

1. عدد القنوات و معدل التجزئة f_s.
2. عدد القنوات و عرض النبضة τ .

س8) تمت عملية التجميع TDM لـ 30 قناة صوتية، و كان معدل عينات كل من هذه القنوات يساوي 8 KHz. احسب:

1. سرعة دوران الدوّار Commutator في كل من المرسل و المستقبل لهذا النظام.
2. معدل عينات إشارة التجميع الناتجة في هذا النظام.

س9) في نظام للتجميع الرقمي TDM يتم دوران الدوّار commutator بتردد 20 KHz. و يستمر أخذ العينة الواحدة لمدة 2.5 µsec .

1. ما هو أكبر عدد من القنوات التي يمكن تجميعها في هذا النظام إذا كانت الفترة الزمنية الفاصلة بين نبضتين متجاورتين يجب أن لا تقل عن 0.5 µsec ؟

2. بناء على عدد القنوات الناتج من الفرع السابق، ما هو معدّل العينات للإشارة الممزوجة الناتجة ؟

س10) عند تجميع قنوات مختلفة المعدّل، كيف يمكن الحصول على عينات كل قناة بالمعدّل الخاص بها و المختلف عن معدّل عينات قناة أخرى بالرغم من أن سرعة الدوّار ثابتة ؟

س11) ما مميزات و سيئات طريقة buffer لتجميع القنوات المختلفة؟

س12) ارسم مبينا جميع قيم معدلات التعديل للعجلات المستخدمة لتحقيق تجميع القنوات التالية:

قناة واحدة ذات معدّل عينات 39.5 KHz

قناتين ذات معدّل عينات 20 KHz

12 قناة ذات معدّل عينات 5 KHz

10 قنوات ذات معدّل عينات 2.5 KHz

س13) ما الذي أخر تطبيق أنظمة TDM عمليا بالرغم من اكتشافها نظريا؟

س14) ارسم المخطط الصندوقي لنظام T-1 Carrier .

س15) ما معدّل إرسال القناة الصوتية الواحدة ؟

س16) ما الفروق الأساسية بين نظام تجميع 24 قناة القياسي و نظام تجميع 30 قناة المستخدم سابقا في الولايات المتحدة و اليابان ؟

س17) ما معدّل الإشارة المجمعة الناتجة من :

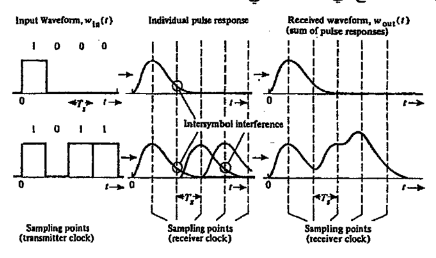
1. مجمّع من الدرجة الأولى.
2. مجمّع من الدرجة الثانية.
3. مجمّع من الدرجة الثالثة.
4. مجمّع من الدرجة الرابعة.

الوحدة الرابعة



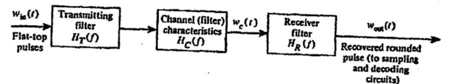
1-4 تداخل الرموز Intersymbol Interference

ان عـــرض الـــنطاق المطلوب لإرسال الرموز ذات النبضات المتعددة المسطّحة القمّة flat-top يساوي مالا نهاية. فإذا تم تصفية هذه النبضات خلال نظـــام الاتصـــالات بشكل غير ملائم، فسوف تتعرض النبضات الى التشتت في الزمـــن spread in time. و قـــد تتداخل نبضات الرمز ذات الشرائح الزمنية المتجاورة مما يسبّب ما يسمى بتداخل الرموز Intersymbol Interference (ISI) و الموضّح في الشكل التالي:



التساؤل الذي يطرح نفسه: إننا نسعى الى تحديد عرض النطاق المطلوب للقناة الـــناقلة، و لكـــن بـــتحديده سوف يظهر ISI . فما الحل؟ بالتأكيد انّه مع تحديد عـــرض الـــنطاق سوف نتعامل مع نبضات ذات قمم منحنية عوضا عن القمم المســـطحة. و لقـــد قـــام العالم نايكويست باقتراح 3 حلول لهذه المشكلة سوف نتطرق لك في هذه الوحدة.

أولا يجب فهم ما تتعرض له النبضة خلال إرسالها عبر خط الإرسال. و الشكل التالـــي يبيـــن المخطط الصندوقي لنظام إرسال نبضات حزمة النطاق الأساسي :baseband pulse



Baseband pulse transmission system.

يمكـــن التعبـــير عـــن النبضات متعددة المستويات ذات القمم المسطحة بالعلاقة التالية:

$$w_{in}(t) = \sum a_n h(t-nT_s)$$

حيث

$h(t) = \prod(t/T_s)$ و التـــي تمـــثّل شـــكل النبضـــة الواحـــدة المربّعة (ذات قمة مسطحة).

a_n: قيمة المستوى (و في أنظمة الاتصالات الرقمية تأخذ إحدى قيمتين).

ان النبضـــات التي سيتم استقبالها لن يكون لها نفس الشكل المربّع الحاد بســـبب مـــا تتعرض له خلال خط النقل. بحيث يكون الطيف الترددي للإشارة الـــناتجة حاصل ضرب الطيف الترددي للإشارة الداخلة في اقتران الخصائص الانتقالية لخط النقل. و يمكن التعبير عن الطيف الترددي للنبضات الداخلة:

$$H(f) = T_s \sin(\pi T_s f)/\pi T_s f$$

و الخصـــائص الانتقالية الكلية المكافئة للتصفيات في النظام يعبّر عنها بالعلاقة التالية:

$$H_e(f) = H(f)\, H_C(f)\, H_R(f)\, H_T(f)$$

حيث:

$H_C(f)$: الخصائص الانتقالية المكافئة لخط النقل كمصفى.

$H_R(f)$: الخصائص الانتقالية المكافئة لمصفى المرسل.

$H_T(f)$: الخصائص الانتقالية المكافئة لمصفى المستقبل.

و يتم تصميم $H_e(f)$ بحيث نحصل على أقل تداخل ISI. و يسمى المصفى $H_R(f)$ بالمصفى الموازن equalizing filter. و تعتمد خصائصه على الاستجابة الترددية للوسط الناقل $H_C(f)$. حيث تتغير الخصائص الانتقالية للقناة من مكالمة الى أخرى و بالتالي يعاير المصفى الموازن نفسه للتقليل من ISI الى أقل درجة ممكنة. و في أنظمة الاتصالات التجريبية يتم توليد نبضات تستخدم لتكييف المصافي إلكترونيا لأجل الحصول على أكبر انفتاح للعين eye opining و بالتالي أقل ISI (سنتطرق لهذا الموضوع بالتفصيل خلال هذه الوحدة).

ان شكل الإشارة الناتجة يتأثر بشكل النبضة الداخلة في الأصل للنظام، مصفى الإرسال، مصفى الاستقبال، و على مصفى القناة. في الواقع ان خصائص مصفى القناة قد تم تحديدها مسبقا و بالتالي فانّ المشكلة تكمن في تحديد خصائص مصفى الإرسال و مصفى الاستقبال للتقليل من ISI.

من الجدير بالذكر أن المصفى المصّمم، سواء للمرسل أو للمستقبل، يكون مضروب بالمعامل $Ke^{-j\omega T_d}$ لتسهيل تصميمه عمليا بدون تأثير على ISI. حيث K معامل الكسب و T_d معامل التأخير الزمني

4-1-1 طريقة نايكويست الأولى Nyquist First Method (Zero ISI)

ان طريقة نايكويست الأولى للتقليل من ISI تنص على استخدام مصفى ذو خصائص انتقالية $H_e(f)$ بحيث تحقق استجابة الوميض الشرط التالي:

$$H_e(kT_s+\tau)\begin{cases}=C & \text{for } k=0\\ =0 & \text{for } k\neq 0\end{cases}$$

حيث:

k و C: ثوابت

T_s :معدّل الرمز

الآن يمكن اختيار الاقتران sinx/x لتحقيق الشرط السابق. حيث نختار x بحيث نحصل على استجابة وميض على النحو التالي:

$$h_e(t) = \sin(\pi f_s t)/ \pi f_s t$$

تحقق استجابة الوميض impulse response مقياس نايكويست الأول للحصول على قيمة تداخل ISI تساوي صفر. تبعا لذلك فان الخصائص الانتقالية الكلية للمصافي ستأخذ شكل العلاقة التالية:

$$H_e(f) = 1/f_s \Pi(f/f_s)$$

ان عرض النطاق المطلق الذي تحققه هذه الخصائص الانتقالية يساوي $B = f_s/2$. بهـذا نكون قد حققنا الهدفين المرجوين: عرض نطاق محدّد و عدم حـدوث تداخـل ISI بيـن النبضات. و لكن الحصول على شكل كلي ذو هيئة sinx/x بشكل عملي يواجه نوعين من الصعوبات :

1. إنّ الخصائص الانتقالية $H_e(f)$ ذات قيمة ثابتة للترددات بين B و -B. و تسـاوي صـفر فـي غيرها من الترددات. و هذا الشكل المثالي من الصعب تصميمه عمليا.
2. التزامـن في التوقيت في دائرة فاك الشفرة في المستقبل يجب أن يكون مثالي، حيث أن اقتران sinc يضمحل عند 1/x و يساوي 0 عند $t= T_s$ و بالتالي فان التزامن غير الدقيق سيسبب حدوث ISI.

و نتـيجة هذه الصعوبات يفضّل استخدام أشكال أخرى من النبضات و التي يمكن أن تحتاج عرض نطاق أكبر (و لكنه يبقى محدود).

الفكـرة تكمـن فـي إيجـاد شكل نبضة يساوي 0 عند فترات الترميز المـتجاورة و مـن جهة أخرى تضمحل بشكل أسرع من 1/x بحيث لا يسبب

التأخير في التزامن حدوث ISI. يوجد حل يحقق هذه الخصائص و هو استخدام المصفى ذو اقتران جتا المرتفع المتدحرج raised cosine- rolloff filter.

2-1-4 مصفى جتا المرتفع المتدحرج raised cosine- rolloff filter

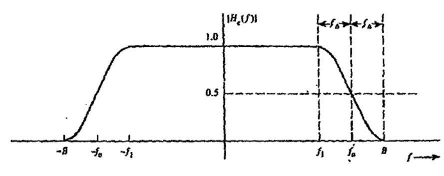
ان مصفى جتا المرتفع المتدحرج raised cosine- rolloff filter له شكل الخصائص الانتقالية التالية:

$$H_e(f) = \begin{cases} =1, & |f| < f_1 \\ \frac{1}{2}\left\{1+\cos\frac{\left[\pi(|f|-f_1)\right]}{2f_\Delta}\right\} & f_1 < |f| < B \\ 0, & |f > B| \end{cases}$$

حيث تمثّل B عرض النطاق المطلق و المعاملات f_Δ و f_1 تعطى بالعلاقات التالية:

$$f_\Delta = B - f_0$$
$$f_1 = f_0 - f_\Delta$$

حيث يمثّل f_0 عرض النطاق الترددي لمصفى جتا الذي يحقق نصف قيمة الاستجابة (عند المستوى 6dB) كما هو موضح في الشكل التالي و الذي يمثّل منحنى الخصائص الانتقالية لمصفى جتا المرتفع:



Raised cosine-rolloff filter characteristics.

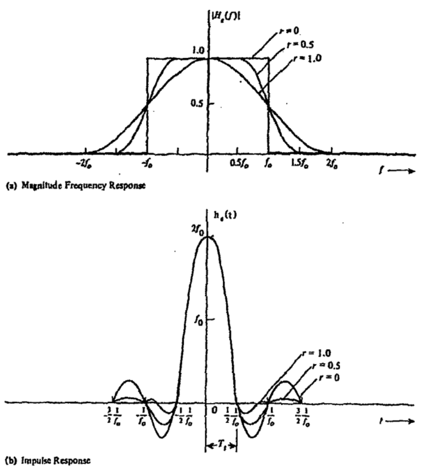
و معامل الدحرجة rolloff factor (r) لهذا المصفى تعطى على أنها النسبة بين f_Δ و f_0 :

$$r = f_\Delta / f_0$$

و سـمـيّ هـذا المصفى بهذا الاسم لكون خصائص الوميض له ذات علاقة جتا التالية:

$$h_e(t) = 2f_0\,(\sin\omega_0 t/\omega_0 t)[\cos\omega_\Delta t/(1-(4f_\Delta t)^2)]$$

ان رسـم منحنى الاستجابة الترددية و استجابة الوميض عند معاملات دحـرجة r مخـتلفة يبيّن أن أقل عرض نطاق مطلوب يتحقق عند معامل $r=0$ حيـث يساوي $B=f_0$. و كلما ازداد معامل الانحدار r كلما ازداد عرض النطاق المطلـوب كمـا هـو موضّح في الشكل التالي للاستجابة الترددية و الاستجابة الوميض عند معاملات انحدار مختلفة:



ان خلـــو نظـــام الاتصالات من ISI يتعلّق بعرض النطاق المطلوب و معامل الانحدار r لمصفى جتا المرتفع. نلاحظ من استجابة الوميض أن أصفار النظام تحدث في اللحظات $t= n/2f_0$ (حيث n عدد صحيح لا يساوي الصفر). من ذلك نستنتج أن مصفى جتا المرتفع يحقق مقياس نايكويست الأول.

إذا تـــم أخذ العينات كل فترة تساوي $T_s=1/2f_0$ ، فانّ معدّل الباود baud rate يســـاوي $D=1/T_s= 2f_0$. و يمكن الربط بين معدّل الباود و معامل الانحدار و عرض نطاق النظام المطلوب بالعلاقة التالية:

$$D= 2B/(1+r)$$

ان مصفى جتا المرتفع هو أحد أنواع المصافي ذات الهيئة العامة تحقق مقياس نايكويست الأول. و هذه المصافي يمكن وصفها بالنظرية التالية:"يسمى

المصفى بمصفى نايكويست إذا حققت الخصائص الانتقالية الفعالة للنظام العلاقة التالية:

$$H_e(f) = \begin{cases} \Pi\left(\dfrac{f}{2f_o}\right) + Y(f), & |f| < 2f_o \\ 0, & f \quad elsewhere \end{cases}$$

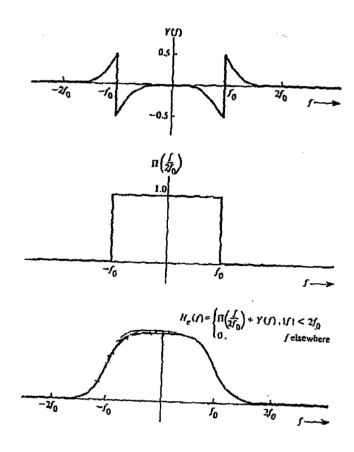
حيث $Y(f)$ اقتران حقيقي متناظر زوجي حول $f=0$ ، أي أن:

$$Y(-f) = Y(f)$$

و في نفس الوقت اقتران حقيقي متناظر فردي حول $f=f_0$ ، أي أن:

$$Y(-f + f_0) = -Y(f+ f_0)$$

و بالتالي لن يحدث أي تداخل رموز إذا كان معدّل الرمز D يساوي f_s و الذي يســاوي بــدوره $2 f_0$. و يمكن التحقق بالرسم من هذه النظرية كما هو موضح فـــي الشــكل التالي، حيث نلاحظ كيف نحصل على مصفى مماثل لمصفى جتا المــرتفع مــن المصـــفى المثالي الحاد الحواف و اقتران $Y(f)$ ذو الخصائص المذكورة سابقا:



4-1-3 طريقة نايكويست الثانية و الثالثة للتحكم بقيمة ISI

فـــي الطـــريقة الثانية لنايكويست للتقليل من ISI، يسمح بحدوثه و لكن بشـــكل خاضع للسيطرة بحيث يتم التخلص من تأثيره في المستقبل receiver. فيـــتم استرجاع نبضات المعلومات بشكل سليم (ما لم يكن هناك إشارة تشويش مركّبة عليها). من خلال هذه التقنية يمكن أيضا مضاعفة معّل النبضة و بالتالي التقلـــيل مـــن عرض نطاق القناة المطلوب الى النصف. و لقد تم ملاحظة هذه الظاهـــرة عـــام 1900 مـــن قبل عمّال التلغراف telegrapher و التي عرفت بمضاعفة سرعة التنقيط dotting.

يمكـــن شـــرح عمل الطريقة الثانية على النحو التالي. يتم إرسال الحالة الرقمية 1 ممثلة بالنبضة p(t) بينما يتم إرسال النبضة 0 ممثلة بالنبضة -p(t) . حيث:

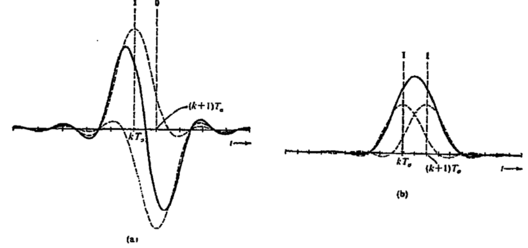
$$P(\pm T_0/2) = f_0/2$$

و

$$P(\pm nT_0/2) = 0 \qquad n=3,5,7,...$$

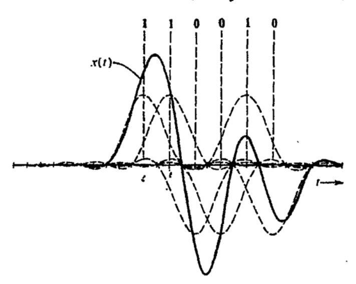
فعـــندما يتم إرسال نبضة 1 متبوعة بنبضة 0 (أو العكس)، يكون لدينا نبضتين متماثلتين في الشكل و لكن متعاكستين في القطبية. و بالتالي عند نقطة المنتصف بيـــن النبضـــتين يكـــون اتساع النبضتين متساو و لكن متعاكس فتكون محصلة الاتساع عند تلك النقطة صفر (كما هو موضّح في الشكل التالي فرع a).

أمـــا إذا تم إرسال نبضتين متتاليتين من نفس النوع (نبضتين 1 أو نبضتين 0)، ففي هذه الحالة تكون قيمة محصلة الاتساع عند نقطة منتصف بين النبضتين f_0 و f_0 - علـــى الترتيب. و الشكل التالي فرع b يبين قيمة الاتساع عند منتصف النبضتين 1 المتتاليتين:



و الشـــكل التالي يبين شكل الإشارة المحصلة الناتجة من إرسال الرسالة الرقمـــية التالية: 110010، فنلاحظ أن الاتساع في المنتصف بين أول نبضتين

(1) يكـــون أكـــبر قيمة f_0 . بينما الاتساع في المنتصف بين ثاني نبضتين (0) يكـــون أكبر قيمة و لكن بقطبية معاكسة $-f_0$. بينما الاتساع في المنتصف بين آخر نبضتين (0 and 1) يساوي صفر.



يســـتطيع المستقبل استنتاج النبضات المرسلة من الإشارة التي يستقبلها، حيث يميّز ثلاث قيم مستقبلة (على فرض عدم وجود إشارة تشويش مضافة في خط النقل):

1. اتساع أقصى موجب بين نبضتين 1.
2. اتساع أقصى سالب بين نبضتين 0.
3. اتساع يساوي صفر بين نبضتين مختلفتين (0 و 1).

و بالتالي يستطيع المستقبل التنبؤ بالرسالة المرسلة له كما في المثال التالي:

Transmitted sequence	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
Samples of $x(t)$		f_o	0	0	f_o	0	$-f_o$	$-f_o$	0	0	0	f_o	f_o
Detected sequence	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1

أمـــا الطريقة الثالثة لنايكويست للتحكم في ISI فيتم من خلالها التخلص مـــن تأثير ISI و ذلك عن طريق اختيار نبضة ذات شكل يحقق الشرط التالي: المســـاحة تحت النبضة $h_e(t)$ خلال فترة أخذ العينة T_s لا يساوي صفر و لكن المساحات تحت النبضات المتجاورة في الرمز تساوي صفر.

و للكشف عن البيانات يقوم المستقبل بتقييم المساحة تحت الإشارة المستقبلة كل فـــترة زمنية مساوية لفترة الترميز T_s. لقد وجد أن النبضات التي تحقق طريقة نايكويست الثالثة ليست ذات أداء جيد بوجود التشويش.

2-4 مبدأ المخطط العيني Eye Diagram

ان تأثير تصفية القناة (تداخل النبضات ISI) و التشويش يمكن دراسته مـــن خلال جهاز راسم الإشارة Oscilloscope. ان الشكل الناتج للتداخل على شاشة الراسم يعرف باسم "المخطط العيني".

ان النبضات التي يتم إرسالها عبر قناة الإرسال و استقبالها ذات ترتيب عشـــوائي (أي لا يمكـــن التكهن بالترتيب المستقبل في أي وقت). يتم الحصول على المخطط العيني لهذه النبضات من الراسم على النحو التالي:

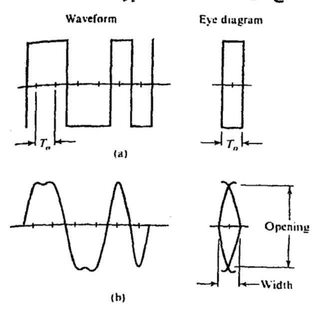
أ. يتم وصل المدخل الرأسي من الراسم مع مخرج قناة إرسال النبضات.

ب. يتم قدح قاعدة الزمن time base للراسم بنفس معدّل النبضات المرسلة.

ينـــتج نتـــيجة ذلك ظهور مسحة على شاشة الراسم تستمر لفترة زمنية مساوية للفترة الزمنية للنبضة الواحدة T_0.

يقـــوم الراســـم بإظهار تراكب عدة أثار التي تمثّل النبضات الداخلة الى المدخل الرأســـي، حيث يقتطع نبضة كل فترة زمنية T_0 ثم يركّب النواتج سويا. تتشكّل هـــذه العينات على شاشة الراسم في شكل يشبه عين الإنسان، و من هنا جاءت

التسمية "المخطط العيني". و الشكل التالي يبين شكل المخطط العيني الناتج على شاشة الراسم و الناتج من النبضات الداخلة إليه:

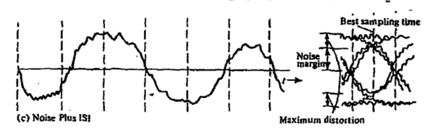


مـــثال توضيحي على ذلك، فلنفترض إرسال إشارة رقمية مشفّرة بالشفرة ثنائية القطبية ذات النبضات المستطيلة الشكل. إذا كانت القناة الناقلة للإشارة مثالية و ذات عـــرض نطاق غير منته (و هذا غير متوقع الحدوث) ففي هذه الحالة سيتم اســـتقبال الإشارة بدون أي تشويه أو تداخل ISI و بالتالي نحصل على مخطط عينـــي بأكـــبر انفتاح ممكن كما هو موضّح في الشكل السابق (فرع a). أما إذا كانـــت القناة الناقلة للإشارة محددة النطاق أو ذات خسائر ففي هذه الحالة لن يتم اســـتقبال نبضات بنفس الشكل المستطيل الحاد المرسل و إنما سيحدث لها تشتت زمنـــي. إذا قام المصفى المكافئ للمستقبل equalizer بمعالجة التداخل ISI و الحـــد مـــن قيمته، فان شكل المخطط العيني في هذه الحالة سيكون منحني عند الطرفيـــن و لكـــن يبقى مفتوح بشكل كامل في وسط العين كما هو موضح في الشكل السابق (فرع b). انّ نقطة المنتصف تمثّل لحظة أخذ العينة sampling

instant حيــث يكون اتساع النبضة في أقصى قيمة له كما أنه عند هذه النقطة لا يوجد تأثير للتداخل ISI بين النبضات المتجاورة.

إذا كانــت قيمة التداخل ISI غير صفرية، ففي هذه الحالة نجد أن قيم النبضات عــند لحظات التعيين المتتالية سوف تزاح عن قيمة التدريج الكامل بقيم متفاوتة لكــل أثــر. و هذا يؤدي الى ظهور لطخة و انغلاق في المخطط العيني بشكل جزئي عند المنتصف كما هو موضح في الشكل السابق (فرع c).

ان لوجود التشويش مع الرسالة الرقمية أثر على شكل المخطط العيني الناتج في كافــة الحالات. حيث تصبح العين مائلة الى الانغلاق و بشكل يتناسب مع قيمة ذلــك التشويش، فكلما ازداد التشويش ازداد انغلاق العين. و الشكل التالي يبين شكل العين في حالة وجود التشويش و ISI:



ان الحساسية لتوقيت الخطأ يعطى بميل فتحة العين slope الذي يحسب عــند (أو بالقرب) من نقطة التقاطع الصفرية. كما أن خطأ التوقيت الذي يحدث فــي المســتقبل يعطى بالعرض داخل العين (انفتاح العين eye opining)، فان أفضــل وقت لأخذ العينة لغرض تقرير نوع النبضة المستقبلة (0 أو 1) يتم في اللحظــة التــي يكــون فيها هذا الانفتاح أكبر ما يمكن و الذي يحدث عادة في منتصف العين.

حافــة التشويش noise margin للنظام تعطى بارتفاع انفتاح العين، و عــندما يتخذ القرار في نوع النبضة في اللحظة التي يكون فيها انفتاح العين في أقصــى قيمة له فان الحدة بسماحية التشويش تقل. و هذا يسبب احتمالية حدوث

خطأ في تقرير النبضة بشكل أعلى و ذلك لأنه في أي نظام تنحرف لحظة أخذ العيـنة عن الوضع المثالي بسبب التقلقل jitter . و عند وجود ISI فانه يؤثر على انفتاح العين و بالتالي يقلل من سماحية التشويش.

من الأمور التي يتم الاستفادة فيها من المخطط العيني هي تحديد الضوابط المثلى للمصـفى المكافئ equalizer، بحيث تتم معايرة الأخير للحصول على افضل انفـتاح للعيـن. كما يستفاد منه لتقرير أفضل توقيت لأخذ العينة و اتخاذ القرار حول نوعها. كما يعتبر المخطط العيني وسيلة لدراسة التقلقل jitter.

3-4 التقلقل Jitter

تعـرف التغيرات العشوائية الصغيرة التي تحدث في مواقع النبضات أو لحظات اخـذ العينات عن موقعها الأصلي بالتقلقل الزمني timing jitter. فعلى الرغم من ان المرسل يبثّ النبضات في اللحظات الصحيحة، إلا أن العمليات المختلفة التي تتعرض لها النبضات خلال مسارها (كالمعيدات و غيرها) تؤدي الى إزاحة النبضات عن موقعها الأصلي. و من الضروري أن تتمتع دائرة التوليف tuned circuit فـي المسـتقبل بمعـامل جـودة عالي Quality factor للتمكن من استخلاص التوقيت بشكل صحيح.

هـنالك بعـض العوامل التي تزيد من التقلقل الزمني. من هذه العوامل عينات النبضـات التي تغيب فيها أحد النبضتين. فعند إرسال نبضات 1 طويلة متتالية يزداد الاتساع أو عند إرسال نبضات 0 طويلة متتالية يقل الاتساع، و مزيدا من الـتقلقل سيضـاف في الإشارة المستخلصة. ان الإزاحة التي تحدث لمواقع هذه النبضـات نتـيجة تأثـير المعيدات تكون تراكمية من معيد الى آخر، حيث أن للمعيدات التأثير نفسه عليها. في حين أن الصيغ الأخرى للتقلقل تكون عشوائية

مــن مولّــد معيد الى آخر. و لذلك فهي تميل الى إلغاء التأثير المشترك خلال الخطوط الطويلة.

الصيغ العشوائية للتقلقل تحدث لأسباب مختلفة منها:

1. التشويش noise.
2. التداخل interference.
3. فقدان التوليف في دوائر التوقيت.

أما التقلقل المتعلق بالتتابع المعيّن للنبضات فهو ينتج عن:

1. فقدان تناغم التوقيت.
2. التحويل من الاتساع الى الطور في دوائر التوقيت.
3. تداخــل الرموز ISI، الذي يقوم بتعديل مواقع القمم العليا و الدنيا للإشارة المدخلة تبعا لقيمة النبضات المتتالية (كما شرحنا سابقا).

مــن الممكن وصف العلاقة بين القيمة الفعالة للتقلقل rms value of (jitter) و عدد المعيدات بأنها علاقة طردية، أي:

$$Jitter_{rms} \alpha \sqrt{N}$$

ان تجميع التقلقل في خطوط النقل الرقمية أمر غير مرغوب فيه، و في نفــس الوقت لا يمكن التخلص منه و لكننا نستطيع التقليل من تأثيره. و يتم ذلك مــن خــلال صــقل خط النقل بوحدات تخزين متمغطة و توقيت تيار البيانات الرقمــية يبقى تحت السيطرة من خلال دوائر PLL. ان الحد من التقلقل يصبح ضــروري في خطوط النقل الرقمية الطويلة، فلا بد من معالجته كل 200 ميل لإبقائه ضمن المستوى المقبول.

4-4 معدّل و احتمالية الخطأ Bit Error Rate (BER)

ان هدف المهندس تصميم نظام اتصالات بأحسن كفاءة و بأقل قيمة تشويه ممكنة للإشارة مع الالتزام بعرض النطاق المتوفر و بطاقة إرسال مقبولة. و يعدّ معدّل

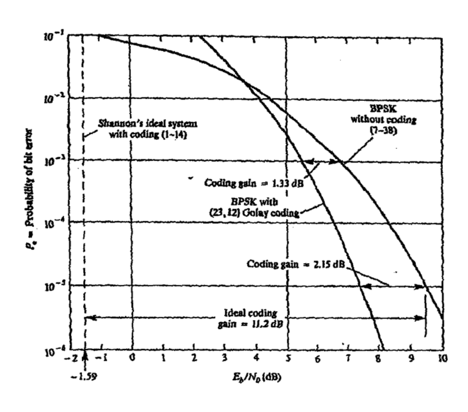
احتمالية الخطأ مقياس لمدى التلف الحاصل في الإشارة. و الأداء التقليدي لنظام الاتصـــالات الرقمية يبين انه بزيادة مستوى التشويش سيكون هنالك في المقابل زيـــادة صغيرة و لكن متوالية في أخطاء النبضات. ان الأهم من تأثير التشويش على زيادة BER، هو تأثير التشويش على فقدان التزامن بين البيانات المرسلة و البيانات المشفرة المستقبلة في المستقبل.

و هنالك فرق بين المصطلحين: احتمالية الخطأ P_e و معدّل الخطأ. فالأول يعني القـــيمة الرياضـــية المحســـوبة وفقا لقوانين الاحتمالات و التي تعطينا تنبؤ عن الأخطاء المتوقع حدوثها، أما الثاني فيمثّل تسجيل تجريبي حقيقي لعدد الأخطاء التي حدثت بالفعل في رسالة رقمية سابقة.

عندما يتم استقبال النبضات الثنائية في المستقبل، من المحتمل أن يسبب التشويش حدوث خطأ في إحدى النبضات. ففي لحظة معينة قد تكون النبضة المرسلة 0 و لكن وميض التشويش ذو القيمة الكبيرة نسبيا قد يسبب فهم لهذه النبضة على أنها 1 عوضا عن 0.

ان لكـــل مـــن نـــوع التشـــفير المســـتخدم (أحـــادي القطبـــية، ثنائي القطبية، مانشيســـتر،...) و الإزاحة المستخدمة تأثير على قيمة BER. و عند القول ان قـــيمة $P_e= 10^{-4}$ أن عدد الأخطاء المحتملة في كل 10000 نبضة تساوي خطأ واحـــد فقـــط. و بالتالي فان قيمة $P_e= 10^{-6}$ أفضل من سابقتها حيث يتوقع في النظام الثاني حدوث خطأ في نبضة واحدة كل 1000000 نبضة مرسلة.

يـــتم اســـتخدام الشـــفرات التـــي تمكننا من اكتشاف حدوث الخطأ في البيانات المرســـلة، و التـــي ســـنتطرق لهـــا فـــي ما بعد، لغرض تحسين كفاءة أنظمة الاتصـــالات الرقمية. و الشكل التالي يبين العلاقة بين احتمالية حدوث خطأ في النبضة مع نسبة الإشارة النبضية الى التشويش E_b/N_o:



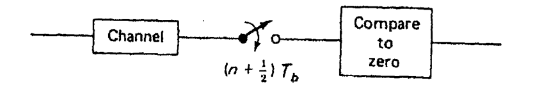
ان هذا الشكل يوضح أداء النظام الذي يستخدم الإزاحة الطورية الثنائية BPSK مــرة عــند اســتخدام التشفير و مرة بدون استخدام التشفير. عند عدم اســتخدام التشــفير يــتم استخدام دارة الكاشف ذو المصفى المتوافق في دائرة المســتقبل لإعــادة الحصــول على البيانات من الإشارة المستقبلة. أما في حالة التشــفير يــتم أســتخدام المشفر من نوع Golay، و يتم قياس كل من احتمالية الخطــأ للنبضــة (أو معدّل الخطأ للنبضة Bit Error Rate (BER)) و نسبة طاقة النبضة الى كثافة التشويش عند مدخل المستقبل E_b/N_o .

و سنتطرق في وحدات قادمة الى معادلات حساب BER الخاصة بكل نوع من أنواع الإزاحة الرقمية.

5-4 مستقبل الإشارة الأمثل Optimum Receiver

ان مشـــفرات إشـــارة حـــزمة الـــنطاق الأساسي هي أنظمة، تمثّل فيها إشارة المعلومـــات الإشارة الداخلة و تكون الإشارة الخارجة منها إشارة حزمة نطاق أساســـي. هيئة المشفر تعتمد على هيئة إشارة المعلومات الداخلة إليه. مثال على ذلك، إذا كانت المعلومات في هيئة إشارة كهربائية بقيمتين مختلفتين من الفولتية، فان توليد إشارة حزمة النطاق الأساسي قد تتضمن ببساطة إزاحة لتلك القيمتين أو مـــن الممكن مسكهما أثناء لحظة أخذ العينات. كما يمكن أن يتضمن المشفّر أيضا مصفى لتحديد شكل الإشارة قبل إرسالها خلال القناة الناقلة.

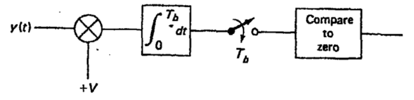
هـــذا من جهة، أما من الجهة الأخرى فانّ عملية تفكيك الشفرة تعدّ عملية أكثر تعقـــيدا من ذلك. تبدأ هذه العملية بإعادة أخذ العينات في نقطة المنتصف للفترة الزمنـــية لكـــل عينة. و من ثم يتم مقارنة قيمة تلك العينات مع الصفر: يتم فك الشـــفرة و تحليل العينة على أنها النبضة 1 إذا كانت قيمة العينة موجبة، أما إذا كانت قيمة العينة سالبة فيتم تحليلها على أنها النبضة 0. انّ هذا المبدأ في العمل موضح في المخطط الصندوقي التالي:



بوجود التشويش تتغير قيمة العينات بشكل عشوائي. عند دراسة تأثير التشويش بعـــد تعرضه للتصفية الناتجة عن خصائص القناة الناقلة يمكن اعتباره تشويش أبـــيض تمـــت تصـــفيته (ليس له مكونة في جميع الترددات من هو الحال قبل التصـــفية). و من خصائص التشويش في هذه الحالة أن له متوسط قيمة تساوي صفر و اختلاف يساوي σ^2. و بالتالي فان إشارة حزمة النطاق الأساسي سوف

تـتّخذ أي قـيمة بيـن V+ و V- حسـب نوع النبضة المستقبلة(1 أو 0 على الترتيب).

ان إضافة مصفى عند مدخل المستقبل يقلل من التشويش مع إمكانية عدم تغيير نقطـة المنتصـف الزمني للإشارة المستقبلة. عند اختيار مصفى تمرير حزمة الـترددات المنخفضـة LPF فإننا نعلم ان استجابته للإشارة النبضية لها هيئة اقـتران sinc (sin(t)/t). ان أفضل أنواع المصافي هو الذي يحقق أكبر نسبة إشارة معلومات الى إشارة التشويش و هو المصفى المتوافق matched filter. عـند تجـاهل خصائص القناة الناقلة للإشارة، فانّ المصفى سيتوافق مع نبضة مـربّعة حـادة ذات اتسـاع V+ عند التعامل مع الحالة الرقمية 1. و ستكون اسـتجابة الومـيض للمصفى $h(t) = V$ للفترة الزمنية $0<t<T_b$. ان ذلك أشبه بتقارب الإشارة مع إشارة نبضية. و بالتالي يمكن تمثيل هذا المستقبل بناء على معالجته للإشارة بالمخطط الصندوقي التالي:

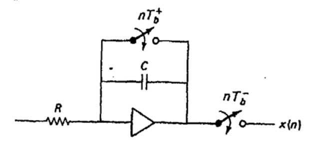


ذلـك الجزء من المستقبل الخاص بالتعامل مع النبضة 1. الجزء الثاني منه يختص بالتعامل مع النبضة 0، ففي هذه الحال يتم التوافق مع نبضة مربعة حادة ذات اتساع V-. ان مخرج هذا المستقبل يكون معاكس لقيمة المخرج الناتج مـن المستقبل في الشكل السابق، و بالتالي نستطيع تبسيط دارة المستقبل العامة. فعوضا عن بناء دارتي استقبال و مقارنة المخارج لتقرير القيمة الأكبر، نستطيع الاكـتفاء بـدارة استقبال واحدة و مقارنة قيمة المخرج بالصفر. فإذا كانت قيمة المخـرج موجـبة فيـتم فك التشفير على أن نوع النبضة 1، أما إذا كانت قيمة المخرج سالبة فيتم فك التشفير على أن نوع النبضة 0. و من ثم تعاد العملية من

جديــد مــع النبضـــة التالــية. و تسمى عملية إعادة تشغيل المستقبل بالإغراق dumping، كما يسمى النظام ككل بنظام التكامل و الإغراق integrate and dumping.

ان المعــامل +V لا يؤثر في أداء النظام حيث تتم المقارنة مع الصفر. كمـــا أن المضاعف سوف يضاعف كل من إشارة المعلومات و إشارة التشويش بنفس القيمة.

نســتطيع تمثــيل عمــل المســتقبل الســابق بواسطة مضخم تشغيلي operational amplifier على النحو الموضح في الشكل التالي:



ان مفــتاح التحويل المعنون nT_b^+ في التغذية الخلفية للمضخم التشغيلي يغلــق بشكل لحظي بعد انتهاء فترة العينة مباشرة مما يؤدي الى تفريغ الشحنة المخزونة في المكثف استعداد للعمل على النبضة التالية.

ان وجــود المكثف في التغذية الخلفية للمضخم التشغيلي يخدم الغرض منه كمكامل، حيث تكون العلاقة بين المخرج و المدخل على النحو التالي:

$$V_o/V_{in} = Z_f/Z_{in}$$
$$= 1/j\omega CR$$

و بالتالي:

$$V_o = V_{in}/j\omega CR$$
$$= 1/RC \int V_{in} dt$$

أي أن المخرج من المضخم التشغيلي هو ناتج تكامل الإشارة الداخلة و بمعامل تكبير يساوي 1/RC، حيث:

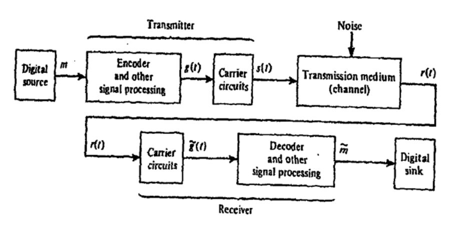
R: قيمة المقاومة.

C: قيمة سعة المكثف.

6-4 مبدأ تصحيح الأخطاء مقدما Forward Error Correction

ان الأخطـــاء التي تحدث للإشارة الرقمية غير مرغوبة و لا بد من التقليل منها قدر المستطاع (حيث لا يمكن التخلص منها بشكل كلي). و يوجد طريقتين أساسيتين لتحقيق ذلك:

1. إعادة الطلب التلقائي Automatic Repeat Request (ARQ): تتبع هــذه التقنــية الأســلوب التالي: عند اكتشاف المستقبل حدوث خطأ في الرســالة التــي تم استلامها يقوم بإرسال رسالة عكسية الى المرسل. و يقــوم الأخير بترجمة هذه الرسالة على كونها طلب إعادة إرسال القالب الأخير من الإشارة. و في هذه الحالة لا بد من توفر إمكانية الإرسال و الاستقبال لدى كل من المرسل و المستقبل. ان كفاءة الإرسال تتأثر عند استخدام هذه التقنية في حال وجود عدد قيّم من الأخطاء في الرسالة، و ذلــك بســبب الوقــت الضائع في طلب الإعادة و عملية إعادة إرسال البــيانات مــرة أخــرى. و تســتخدم هذه التقنية مع أنظمة اتصالات الحاســوب لكونها غير مكلفة (نسبيا) من جهة، و لتوفر خطوط النقل المزدوجة (للقيام بعمليتي الإرسال و الاستقبال في الجهتين من الخط).
2. تصحيح الخطأ مقدما Forward Error Correction (FEC) : الشكل التالــي يبيــن المخطط الصندوقي لنظام الاتصالات الذي يستخدم تقنية FEC:



من الناحية النظرية، فان نظرية شانون لسعة القناة تنص على أنه:" لقيمة معيـــنة لنسبة SNR يتحدد فقط معدل النقل rate of transmission(bits/s)، ذلـــك أن احتمالية الخطأ P(E) قد تؤول الى الصفر بشرط معدل المعلومة أقل مـــن ســـعة القـــناة". ان هذه النظرية تتضمن استخدام التشفير coding لغرض الحصول على احتمالية خطأ P(E)=0.

لكـــن الســـؤال الذي يطرح نفسه: هل يمكن تحقيق هذه القيمة لاحتمالية الخطأ بأسلوب تشفير عملي؟

أولا لا بد من ذكر أن موضوع التشفير موضوع واسع جدا و متشعب، و لـــن نستطيع التطرق لكافة تقنيات التشفير التي تم تطويرها. و لكننا سنتطرق لأهـــم مـــبادئ التشفير المستخدمة و محصلة النتائج المتعلقة بها مع الشارة الى التحسينات التي يمكن الحصول عليها باستخدام ذلك التشفير.

ان عملية التشفير تتضمن إضافة نبضات فائضة الى سيل النبضات التي تمـــثّل المعلومة المرسلة. و الغرض من هذه النبضات الإضافية تمكين المستقبل مـــن اكتشـــاف الخطأ و تصحيحه (أو التقليل منه على الأقل). من جهة أخرى

إرســال هــذه النبضات يؤدي الى زيادة معدّل البيانات و بالتالي زيادة عرض النطاق المطلوب للإشارة المشفرة.

نستطيع تصنيف الشفرات بشكل أساسي الى صنفين هما:

1. شفرات المخططات block codes.
2. الشفرات الملتفة convolutional codes.

1. شفرات المخططات block codes

ان شــفرة المخطط عبارة عن تنظيم له عدد k من المدخلات و عدد n مــن المخــرجات (و عدد المخرجات أكبر من عدد المدخلات بسبب النبضات الإضــافية التــي ســبق ذكرها). ان المشفر في هذه الحالة جهاز بدون ذاكرة memoryless. و يتم دعم النبضات المشفرة بواسطته بالنبضات الإضافية التي تســاعد فــي عمليتي اكتشاف الخطأ Error Detection و تصحيحه Error Correction.

يرمز إلى المشفر بالعددين (n,k)، بحيث يساوي معدّل التشفير R=k/n و القيم العملية لهذا المعدّل (R) تتراوح بين ¼ و ⅞، بينما تتراوح قيمة k من 3 الى عدة مئات.

ان العمــل علــى الشفرات الخاصة بالكشف عن الأخطاء قد بدأ بشكل مــبكر مــن قبل R.W.Hamming في مختبرات شركة بيل و لقد حملت هذه الطــريقة اســمه. و في هذه الطريقة يتم تجميع عدد من النبضات سويا ثم يتم إضــافة نبضــات parity للكشــف عن الخطأ في ما بعد. و قبل التطرق الى تفاصيل هذا التشفير لا بد من توضيح عدد من المصطلحات:

1. وزن Hamming لكلمة الشفرة: هو عدد النبضات 1 الموجودة في الكلمة. مثال على ذلك الكلمة المشفرة 110101 لها وزن Hamming يساوي 4.

2. مسافة Hamming بين كلمتين (t): هي عدد المواقع التي يختلفوا بها. مثال على ذلك الكلمتين المشفرتين 110101 و 111001 ، فقد اختلفتا في قيمة الخانة الثالثة و الرابعة فقط و بالتالي فان قيمة d=2.

ان خصائص الكشف عن الخطأ و تصحيحه تعتمد على قيمة t. لكلمة تشفير مكونة من n من النبضات موزعة على النحو التالي : عدد c من نبضات التحقق و عدد d من نبضات البيانات، فمن الممكن الكشف عن عن عدد من الأخطاء في الكلمة الواحدة يساوي k أو تصحيح عدد k من الأخطاء بشرط:

$$t_{min} = k+1 \text{ error detect}$$
$$= k+1 \text{ error correct}$$

فإذا أردنا تصميم شفرة بعدد نبضات بيانات d و عدد نبضات تحقق c بحيث يتم تصحيح خطأ واحد ($t_{min}=3$)، فلا بد من تحقق الشرط التالي:

$$d+c+1 \geq 2^c$$

و لعدد معيّن من نبضات البيانات d يتم تحديد عدد نبضات التحقق التي يمكن إضافتها الى الكلمة. و الجدول التالي يبين عدد نبضات التحقق الضرورية للحصول على إمكانية تصحيح خطا واحد و الكفاءة التي تترتب على ذلك:

d	c	d+c	efficiency
1	2	3	0.33
4	3	10	0.57
11	4	15	0.73
26	5	31	0.83
57	6	63	0.9
120	7	127	0.94
247	8	255	0.97

عـــند حدوث أكثر من خطا واحد في الكلمة، بسبب التشويش أو التداخل بيـــن النبضات، فنستطيع استخدام Hamming code و لكن سيكون ذلك بشكل غير كفـء.

مثال، على فرض استخدام كلمة من 4 نبضات : $D_1D_2D_3D_4$ و بالتالي و وفقا للجـــدول السابق فان أقل عدد من نبضات التحقق يساوي $c_{min} = 3$ للتمكن من كشف و تصحيح خطأ مفرد. و يمكن تركيبها سويا على أحد الأنماط التالية:

$D_1D_2D_3$

$D_1D_2D_4$

$D_1D_3D_4$

و يـــتم إضـــافة نبضة التحقق التي تحدد حدوث خطأ و في أي موقع قد حدث.

مثال للكلمة

$D_1D_2D_3D_4 = 1011$ تظهر الاحتمالات التالية:

$D_1D_2D_3 = 101$ and parity bit $= 0$

$D_1D_2D_4 = 101$ and parity bit $= 0$

$D_1D_3D_4 = 111$ and parity bit $= 1$

فمعلومة التحقق $C_5C_6C_7$ الناتجة من التراكيب الثلاث السابقة ترسل مع البيانات لتكون الرسالة الكاملة التالية: $D_1D_2D_3D_4\ C_5C_6C_7 =$

1011001

و الآن لنرى آلية الكشف عن الخطأ. و لنفرض أن الخطأ حدث في النبضة D_3 بحيث استقبلت الرسالة السابقة بالشكل التالي: $D_1D_2D_3D_4\ C_5C_6C_7 =$

10**0**1001

و عندما يقوم المستقبل بالتحقق من المجموعات بشكل مشابه للأسلوب الذي تم في المرسل سيحصل على النتيجة التالية:

$D_1D_2D_3 =$ 10**0** and parity bit $= 1$

$D_1D_2D_4 = 101$ and parity bit $= 0$

$D_1D_3D_4 =$ 1**0**1 and parity bit $= 0$

و بمطابقـــة القيم التي يحصل عليها مع قيم نبضات التحقق المرسلة مع البـــيانات ســيلاحظ المســتقبل أن كلا من نبضات التحقق C_5 و C_7 لا تطابق النبضات المرسلة المقابلة لها. و بما أن النبضة المشتركة بين هاتين المجموعتين هـــي D_3 (حيـــث D_1 موجودة في التركيبة الثانية و لم تسبب أي مشكلة) فان الخطأ حدث لهذه النبضة و بالتالي يتم تصحيحه.

و عـــادة يقوم المستقبل بعمل بوابة XOR للنبضات المجمعة للحصول منها على نبضات التحقق:

$$C_5 = D_1 \text{ XOR } D_2 \text{ XOR } D_3$$
$$C_6 = D_1 \text{ XOR } D_2 \text{ XOR } D_4$$
$$C_7 = D_1 \text{ XOR } D_3 \text{ XOR } D_4$$

و بالإضـــافة لشــفرة Hamming يوجــد العــيد مــن أنواع شفرات المخططات الأخرى. من التصنيفات المعروفة الشفرات الحلقية cyclic codes، التي يتم فيها إزاحة الكلمة المشفرة الى اليمين و تدوير الخانة الساقطة الى آخر خانة الى اليسار. هذه الأنواع من الشفرات لها ميزة سهولة التشفير من مصدر الرســالة باســتخدام مســجلات إزاحـــة shift register خطية بتغذية خلفية feedback غير مكلفة. كما أن بناء هذه الكلمات المشفرة يمكن بسهولة تفكيكه من قبل المستقبل. من الأمثلة على الشفرات الحلقية:

1. Bose-Chaudhuri-Hocquenhem (BCH).
2. Reed Solomon
3. Hamming
4. Maximal Length
5. Reed-Muller
6. Golay codes

ان بعض خصائص هذه الشفرات معطاة في الجدول التالي:

PROPERTIES OF BLOCK CODES

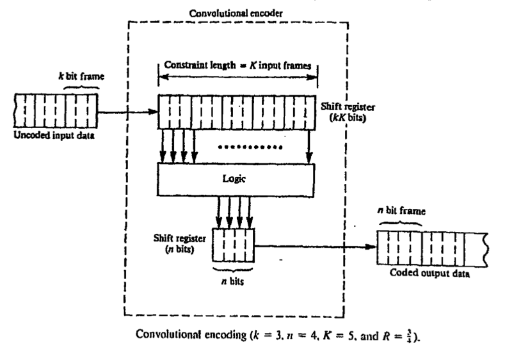
Property	Code*			
	BCH	Reed-Solomon	Hamming	Maximal Length
Block length	$n = 2^m - 1$ $m = 3, 4, 5, \ldots$	$n = m(2^m - 1)$ bits	$n = 2^m - 1$	$n = 2^m - 1$
Number of parity bits		$r = m2t$ bits	$r = m$	
Minimum distance	$d \geq 2t + 1$	$d = m(2t + 1)$ bits	$d = 3$	$d = 2^m - 1$
Number of information bits	$k \geq n - mt$			$k = m$

*m is any positive integer unless otherwise indicated; n is the block length; k is the number of information bits.

2. الشفرات الملتفة convolutional codes

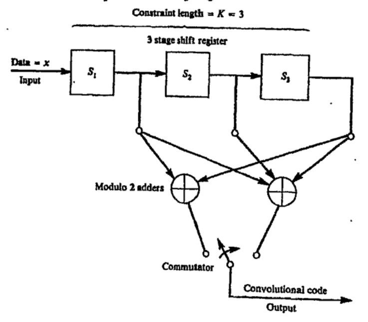
على العكس من الشفرة السابقة، فان لهذه الشفرة ذاكرة. تقبل هذه الشفرة عدد k مـن المدخـلات و تنـتج عدد n من المخرجات، و يتم تعريف معامل التشفير R=k/n. القيم العملية للمعامل تتراوح بين ¼ و ⅞، بينما تتراوح قيمة k و n مـن 1 الـى 8. ان القيم الصغيرة للمعامل R تدل على الوفرة التي تزيد من الـتحكم بالخطـأ بدون أي زيادة مفرطة في عرض النطاق المطلوب للإشارة المشفرة.

الشكل التالي يبين مخطط عام للتشفير convolutional coding:



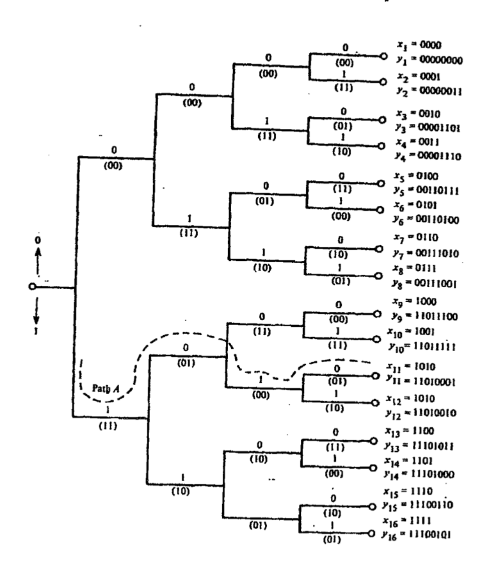
Convolutional encoding ($k = 3, n = 4, K = 5$, and $R = \frac{3}{4}$).

يمـــثّل K عـــدد إطارات المدخل التي يتم مسكها في المسجل. في ما يلي مثال يوضح عمل هذا المشفر، و الموضح في الشكل التالي:



فـــي هـــذا المشـــفر قيمة k=1 ، n=2 و K=3.و المراكم commutator ذو المدخلين ينفذ عملية الإزاحة ذات المرحلتين. الشفرة الملتفة تولّد بإدخال نبضة البـــيانات ثـــم يقوم المراكم بدورة كاملة. و يعاد هذا الإجراء للنبضات الداخلة المتتالية للحصول على الشفرة الخارجة. ففي هذا المثال، كل نبضة داخلة k=1 ينتج عنها نبضتين خارجتين n=2. و معامل التشفير R=k/n=1/2.

ان المخطـــط التالي يبين شجرة التشفير الناتجة من المشفر الملتف الموضح في المخطط الصندوقي السابق:



لاســتخدام هــذه الشجرة نتحرك للأعلى إذا كانت النبضة 0 و للأسفل إذا كانت النبضـة 1. و النبضات المشفرة المتماثلة تعطى بين قوسين (). مثال على ذلك، إذا كانت البيانات المدخلة 1010 $x_{11}=$ (حيث النبضات الأقدم على اليمين)، فانّ الشــفرة المماثلة لها الخارجة من المشفر هي 11010001 $y_{11}=$ بتتبع الطريق A في الشجرة السابقة.

و باســتخدام نفــس الشجرة و لكن بتتبع عكسي يقوم المستقبل بالحصول على البــيانات مــن الشفرة المستقبلة. ان الأمر أشبه بمحاولة الوصول بالسيارة الى مكان في طريق كثير التفرعات، فإذا تم الدخول في فرع خاطئ نستطيع العودة مرة أخرى للخلف و الدخول في فرع آخر.

عــند وجود التشويش في القناة الناقلة للإشارة و حدوث خطأ فمن الممكن عدم المطابقــة البــيانات بشــكل تام. و في هذه الحالة يمكن الحصول على التطابق بالحصــول علــى أقل مسافة Hamming ممكنة (التي تم تعريفها في الدروس الســابقة) بيــن التــتابع المشــفر المستقبل و بين التتابع الذي نحصل عليه من الشجرة.

أسئلة الوحدة الرابعة

س1) ما الذي تتعرض له النبضات نتيجة التصفية خلال نظام الاتصالات ؟

س2) عرّف تداخل الرموز ISI .

س3) كيف يمكن تحديد عرض النطاق المطلوب للقناة الناقلة دون أن يظهرISI؟

س4) ما الغرض من طريقة نايكويست الأولى ؟ و كيف تحقق هذا الغرض؟

س5) ما الهيئة العامة و الشكل العام لمصفى جتا المرتفع المتدحرج raised cosine- rolloff filter؟

س6) ماذا يمثّل f_0 لمصفى جتا المرتفع؟

س7) عرّف معامل الدحرجة r. و ما قيمته التي تحقق أقل عرض نطاق مطلوب؟

س8) ما العوامل التي تحدد خلو نظام الاتصالات من ISI المستخدم لمصفى جتا المرتفع؟

س9) هل يتم التخلص كليا من ISI باستخدام الطريقة الثانية لنايكويست؟

س10) وفقا الطريقة الثانية لنايكويست، ما الذي يحدث في كل من الحالات التالية:

1. إرسال نبضة 1 متبوعة بنبضة 0
2. إرسال نبضة 0 متبوعة بنبضة 1
3. إرسال نبضتي 1 متتاليتين
4. إرسال نبضتي 0 متتاليتين

س11) وفقا الطريقة الثانية لنايكويست، ما شكل الإشارة المحصلة الناتجة من إرسال البيانات التالية 11011000 ؟

س12) مــا النبضتين المرسلتين المتوقعتين وفقا الطريقة الثانية لنايكويست عند

ملاحظة:

1. اتساع أقصى موجب.
2. اتساع أقصى سالب
3. اتساع يساوي صفر

س13) اشرح الطريقة الثالثة لنايكويست للتحكم في ISI.

س14) ما المقصود بالمخطط العيني؟ و ما سبب هذه التسمية ؟

س15) مــا شكل المخطط العيني الناتج عن إرسال إشارة رقمية مشفّرة بالشفرة ثنائية القطبية في الحالات الثلاث التالية:

1. القناة الناقلة للإشارة مثالية و ذات عرض نطاق غير منته
2. القناة الناقلة للإشارة محددة النطاق أو ذات خسائر
3. حدوث تداخل بين النبضات $(ISI \neq 0)$

س16) ما هو أفضل وقت لأخذ العينة لغرض تقرير نوع النبضة المستقبلة من المخطط العيني؟

س17) ما الأمور التي يتم الاستفادة فيها من المخطط العيني؟

س18) عرّف التقلقل.

س19) عدّد أنواع التقلقل و اذكر أسباب كل نوع.

س20) مــا العلاقة بين القيمة الفعالة للتقلقل (rms value of jitter) و عدد المعيدات ؟

س21) مــا عــدد النبضــات الخاطئة المتوقع وجودها في رسالة رقمية مكونة 1012 نبضة إذا كان كانت قيمة معدّل الخطأ للنبضة Pe= 10-12.

س22) مــا عــدد النبضــات الخاطئة المتوقع وجودها في رسالة رقمية مكونة 1012 نبضة إذا كان كانت قيمة معدّل الخطأ للنبضة Pe= 10-6.

س23) اشرح طريقة عمل مستقبل الإشارة الأمثل.

س24) ما الطرق الأساسية المستخدمة للتقليل من الأخطاء التي تحدث للإشارة الرقمية أثناء الإرسال ؟

س25) ما التقنية التي تتبعها طريقة ARQ ؟ و أين تستخدم هذه التقنية؟

س26) ما المقصود بتصحيح الخطأ مقدما FEC ؟

س27) أي منهما يعدّ مشفّر ذو ذاكرة و أيهما لا يتمتع بذاكرة:

1. block coding
2. convolutional coding

س28) ما القيم العملية لمعدل التشفير (R).

س29) ما المقصود بالمصطلح وزن Hamming لكلمة الشفرة؟

س30) ما المقصود بالمصطلح مسافة Hamming بين كلمتين؟

س31) ما وزن Hamming للكلمات التالية:

1. 10101011
2. 10101010
3. 00000101
4. 00000000

س32) ما مسافة Hamming بين كل كلمتين في ما يلي:

1. 10101010 و 01010101
2. 11110000 و 10101010
3. 11110000 و 11110000

س33) عند إرسال الرسالة الرقمية المكونة من 4 نبضات التالية 1010 مشفرة بشفرة Hamming:

1. ما التركيبات الممكنة منها؟
2. ما قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة؟

3. مـــا تـــتابع النبضات في الرسالة الكاملة المرسلة (نبضات البيانات و نبضات التحقق سويا).
4. إذا حـــدث خطأ في النبضة الأولى، كيف يصبح تتابع النبضات التي يتم استقبالها عند مدخل المستقبل؟
5. مـــا قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة من التراكيب التي حصل عليها المستقبل من الجزء الرابع من السؤال (بعد حدوث الخطأ).

س34) هل بالإمكان تصحيح الأخطاء عند حدوثها في النبضتين الأولى و الثانية معا في الرسالة الرقمية في السؤال السابق؟

س35) عند إرسال الرسالة الرقمية المكونة من 4 نبضات التالية 0011 مشفرة بشفرة Hamming:

1. ما التركيبات الممكنة منها؟
2. ما قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة؟
3. مـــا تـــتابع النبضـــات في الرسالة الكاملة المرسلة (نبضات البيانات و نبضات التحقق سويا).
4. إذا حدث خطأ في النبضة الأخيرة، كيف يصبح تتابع النبضات التي يتم استقبالها عند مدخل المستقبل؟
5. مـــا قـــيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة من التراكيب التي حصل عليها المستقبل من الجزء الرابع من السؤال (بعد حدوث الخطأ).

س36) ما وظيفة المراكم في المشفر الملتف؟

س37) باســـتخدام الشـــجرة المعطـــاة في هذه الوحدة، ما الشفرة الخارجة من المشفر المماثلة للمدخلات التالية:

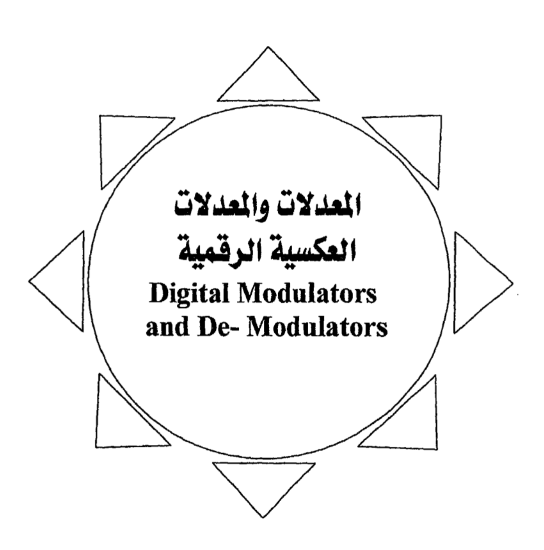
1. 1100
2. 0101
3. 1111

4. 0000
5. 1000

س38) باســتخدام الشجرة المعطاة في هذه الوحدة، ما البيانات المماثلة للشفرة المستقبلة التالية:

1. 00000011
2. 00111001
3. 11100101
4. 11011111
5. 11101000

الوحدة الخامسة



مبدأ التعديل الرقمي
Digital Modulation

تطرقنا في وحدات سابقة لخطوات تحويل الإشارة القياسية إلى إشارة PCM، بمـــا تشـــمله هذه الخطوات من تجزئة إشارة المعلومات وفقا لنظرية نايكويست و بالتالي تحويلها إلى عينات PAM. ثم بعد ذلك تكميم تلك العينات إلى مستويات و تشفيرها بالشفرة الثنائية (0,1) المكافئة لها. و لا بد من إجراء تعديل للإشارة الرقمية الناتجة.

مـــن حيث المبدأ، يبقى التعديل (modulation) أحد ســـــواء كانت الإشـــــــارة المحملـــــة قياســـية أم رقميـــــــة. فكما أن التعديـــل القياس (nalog modulation) على اختلاف أنواعه، يمثّل مجموع الإجراءات التي يـــتم مـــن خلالها تحميل إشارة المعلومات القياسية ذات التردد المنخفض على إشـــارة حاملـــة ذات تـــردد عالي لتمكين إشارة المعلومات من الوصول إلى مســـافات بعـــيدة، فإنّ التعديل الرقمي (digital modulation) يمثّل مجموع الإجـــراءات التي يتم من خلالها تحميل إشارة المعلومات الرقمية (0,1) ذات الـــتردد المـــنخفض على إشارة حاملة (قياسية) ذات تردد عالي لتمكين إشارة المعلومات من الوصول إلى مسافات بعيدة.

و الإجـــراءات المتبعة لتحميل إشارة المعلومات على الإشارة الحاملة تـــؤدي إلى تغيير إحدى معاملات الأخيرة (الاتساع، الزاوية، أو التردد) تبعا للتغير اللحظي في قيمة إشارة المعلومات. انطلاقا من هذه الفكرة يمكننا القول أن عملية التعديل في الأنظمة الرقمية أبسط في تطبيقها عن عملية التعديل في الأنظمة القياسية. ففي الإشارة القياسية يتم التعامل مع عدد غير منته من القيم

للإشارة الواحدة، أما في الأنظمة الرقمية فيتم التعامل مع قيمتين فقط للإشـــارة (0,1).

مـــن معرفتنا السابقة عن الطيف الترددي ((frequency spectrum للإشارة المعدّلة و مثيله لإشارة المعلومات قبل التعديل، يمكننا القول أن عملية التعديل هي عملية إزاحة للإشارة المحمولة من حزمة النطاق الأساسي (-base band) (أي الـــترددات المنخفضـــة) إلـــى حـــزمة الترددات العالية (للإشارة الحاملة) لنتمكن من إرسالها عبر القنوات حزمة النطاق المحددة (band-pass characteristics) . و لذلك تعرف عملية التعديل الرقمي بالإزاحة shift.

و نمـــيز أنـــواع للـــتعديل الرقمي تبعا للخاصية المتغيرة في الإشارة الحاملـــة نتـــيجة تحميل إشارة المعلومات الرقمية عليها. من الأنواع الرئيسية للتعديل الرقمي:

1. الإزاحة السعوية Amplitude Shift Keying (ASK).
2. الإزاحة الترددية Frequency Shift Keying (FSK) .
3. الإزاحة الطورية Phase Shift Keying (PSK).

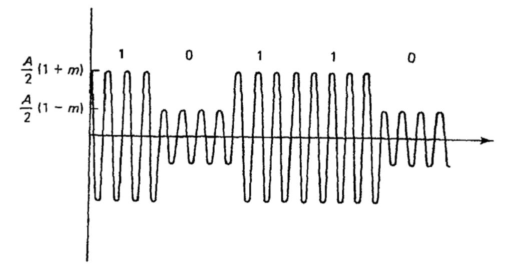
و سنتطرق في هذه الوحدة لكل من هذه الأنواع كما سندرس مستوى أعلـــى مـــن الإزاحة الطورية (ثنائية و رباعية و ثمانية). بحيث نتعرف على عمـــل و مخططات المعدّل modulator و المعدّل العكسي de-modulator (بنوعيه: المترابط و غير المترابط) و الطيف الترددي لكل منها.

<u>1-5 الإزاحة السعوية Amplitude Shift Keying (ASK)</u>

<u>5-2-1 معادلة الإزاحة ASK</u>

عـــندما يـــتم تعديل إشارة عالية التردد بإشارة معلومات رقمية تعديل ســـعوي، فـــان الإشارة المعدّلة الناتجة تنتقل بين مستويين للاتساع وفقا لقيمة

النبضـــة فـــي تلــك اللحظة (0,1). و الشكل التالي يبيّن شكل الموجة المعدّلة ASK الناتجة ذات المستويين المختلفين:



و يمكن التعبير عن هذه الإشارة بالمعادلة التالية:

$$S_i(t) = \frac{A}{2}\left[1\bar{+}m\right]\cos(2\bar{u}fd$$

و بالتالي تأخذ هذه الإشارة قيمتين مختلفين وفقا لقيمة النبضة في تلك اللحظة. فعندما تكون قيمة النبضة 1 تصبح هذه العلاقة:

$$S_i(t) = \frac{A}{2}\left[1+m\right]\cos(2\bar{u}fd$$

و عندما تكون قيمة النبضة 0 تصبح العلاقة:

$$S_i(t) = \frac{A}{2}\left[1\bar{+}m\right]\cos(2\bar{u}fd$$

حيث:

S_i (t): القـــيمة اللحظية للإشارة المعدّلة وفقا لقيمة النبضة i عند تلك اللحظة.

m: معامل التعديل modulation index.

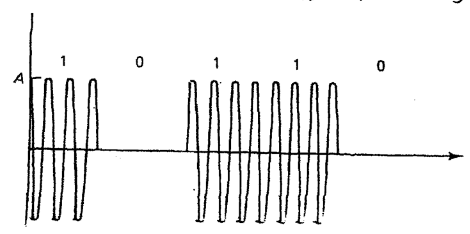
f_c: تردد الموجة الحاملة carrier frequency.

A: اتساع الموجة الحاملة.

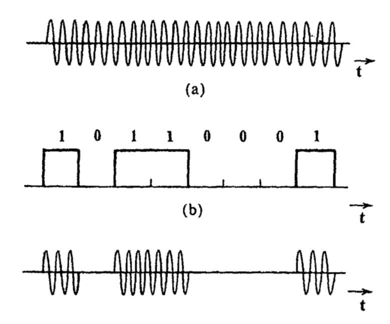
فقيمتي الموجة المعدّلة الناتجين يساويان (A/2[1-m] , A/2[1+m]).

مـــثال علـــى ذلك، إذا كان معامل التعديل يساوي ½ =m، ففي لحظة تحميل النبضـــة 1 تكـــون قيمة الموجة المعدلة A /43 و في لحظة تحميل النبضة 0 تساوي A/4.

مثال آخر ، يمثّل حالة خاصة مهمة من الإزاحة ASK، عندما يكون معـــامل التعديل m=1 حيث يتحقق أقل معدّل خطأ للنبضة minimum bit error rate. فلإرســـال النبضـــة 1 تكون قيمة الموجة المعدّلة A و لإرسال النبضـــة 0 تكـــون قيمة الموجة المعدّلة 0. و تسمى الإزاحة السعوية في هذه الحالـــة بالفـــتح و الغلـــق On-Off Keying (OOK). و الشكل التالي يبيّن الإشارة المعدّلة الناتجة للتعديل OOK:



مـــن الشكل يتبين أن الإزاحة من نوع OOK مكافئة للتعديل السعوي لإشـــارة حزمة نطاق أساسي مشفرة بالشفرة أحادية القطبية unipolar. حيث يـــتم فـــي التعديل السعوي ضرب الإشارة الحاملة بإشارة المعلومات المشفرة، حيث تمثّل الحالة 1 بنبضة و الحالة 0 بلا شيء كما في الشكل التالي ، فتنتج إشارة مطابقة لتلك التي حصلنا عليها من الإزاحة OOK.



5-2-2 الطيف الترددي للإزاحة ASK

إذا فرضـــنا أن اتســـاع الموجة الحاملة يساوي A/2، فانّ قدرتها P_c ستساوي:

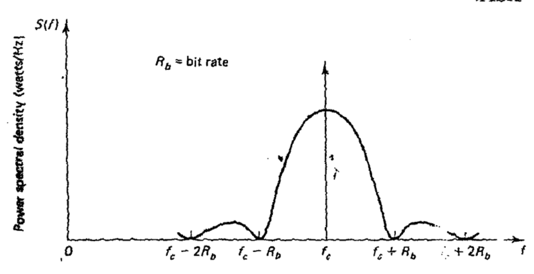
$$P_c = A_2/8$$

و ان متوســـط القـــدرة المرسلة عند إرسال النبضة 1 يساوي $A_2/2$ ، بينما يساوي 0 عند إرسال النبضة 0. و على فرضية تساوي احتمالية حدوث 0 و 1، فان متوسط القدرة المنقولة تساوي:

$$P_t = (A^2/2 + 0)/2 = A^2/4$$

فـــنلاحظ أن نصف القدرة المرسلة لإرسال الحامل، و النصف الآخر ($A_2/8$) للحـــزم الجانبـــية التي تمثل المعلومة المرسلة. و هذه الكمية تساوي المساحة تحت منحنى الطيف الترددي للقدرة PSD (لكلا الطرفين الموجب و السالب للتردد f).

و الشـكل التالـي يبيّن منحنى الطيف الترددي للقدرة PSD للإزاحة ASK:



Power spectral density for OOK.

نلاحظ الوميض impulse عند التردد الحامل f_c و الذي يدل على أن هذا التعديل من نوع AM-TC (تعديل سعوي مع إرسال الحامل).

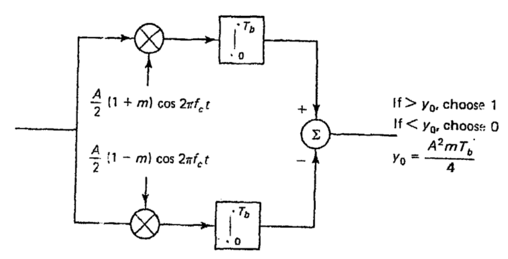
3-2-5 معدّلات الإزاحة السعوية ASK-Modulators

من الممكن الحصول على الإشارة ASK بأحد تقنيتين:

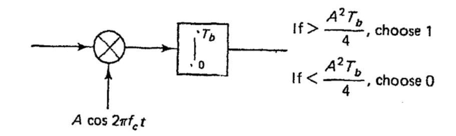
التقنـية الأولـى: الحصول أولا على إشارة حزمة النطاق الأساسـي (baseband signal) ثـم اسـتخدامها لـتعديل موجة حاملة تعديـلا سعويا AM. و بما أن إشارة حزمة النطاق الأساسي تـتكوّن من قطع موجات محددة القيم، فإن إشارة AM أيضا ستتكوّن من قطع معدّلة محدّدة القيم.

التقنية الثانية: الحصول على الموجة المعدّلة AM مباشرة بدون تكوين إشارة حـزمة النطاق الأساسي. عند التعامل مع النظام الثنائي لا بد

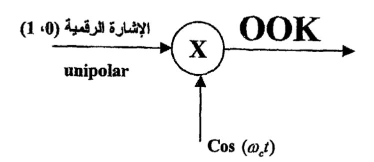
أن يكـــون المولّـــد قادر على إنتاج إحدى القيمتين المحددتين لاشـــارة AM . و الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي للحصـــول على موجة معدّلة تتناوب بين اتساعين وفقا لقيمة النبضة المدخلة (0,1):



و فـــي حالة إزاحة التوقف و العمل OOK تتمثل دارة المعدّل بمولدّ الإشـــارة الحاملة و مفتاح تحويل يعمل بناء على قيمة النبضة (0,1) المشفرّة بالشفرة أحادية القطبية و الموضّح بالشكل التالي:



فالإجـــراء المتـــبع يكافـــئ ضـــرب الإشارة الرقمية الناتجة بالإشارة الحاملة، و الشكل التالي يوضّح كيفية الحصول على إشارة OOK:



5-2-4 المعدّلات العكسية للإزاحة السعوية ASK De-Modulators

5-2-4-1 المعـــدّلات العكســـية المـــترابطة Coherent De-Modulators

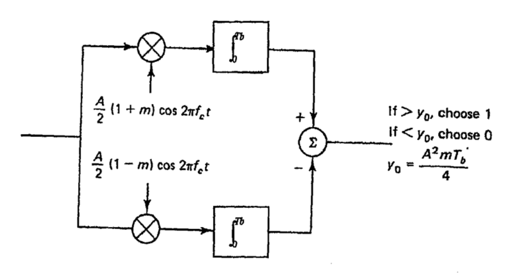
يقصـــد بـــالمعدّلات العكسية المترابطة coherent de-modulators دوائر المعدّلات العكسية التي يتم فيها توليد تردد مطابق للتردد الحامل للموجة لغـــرض اســـترجاع إشارة المعلومات المحمولة. أما المعدّلات غير المترابطة incoherent de-modulators فهي المعدّلات العكسية التي تستخلص إشارة المعلومـــات المحمولة من الموجة المعدّلة المستخدمة دون الحاجة لتوليد التردد الحامل و إنما باستخدام تقنيات أخرى.

و كمـــا ذكـــرنا فـــي الموضوع السابق من الوحدة، يوجد نوعين من معدلات ASK Modulators. و بناء على ذلك نتوقع وجود نوعين مناظرين من المعدّلات العكسية De-Modulators:

الأول: التقنية المستخدمة هنا يجب أن تتوافق التقنية الأولى للتعديل. و علـــى ذلـــك تتضمن هذه التقنية استخلاص إشارة حزمة النطاق الأساسي من إشارة AM. و يمكن تطبيقها باستخدام المعدّلات العكسية القياسية (Analog

AM De-Modulators). و بعد الحصول على تلك الإشارة يتم فك الشيفرة الثنائية decoding الناتجة للحصول على إشارة المعلومات المطلوبة.

و الثاني: من خلال هذه التقنية يتم تنفيذ عمليتي التعديل العكسي و فك الشفرة في إجراء واحد. ففي أنظمة الاتصالات الرقمية تتكوّن الإشارة المعدّلة المستقبلة من أجزاء ذات قيم منفصلة محددة بحيث يستطيع المستقبل بسهولة التمييز بين مستويين مختلفين للفولتية و بالتالي استنتاج قيمتين مختلفتين للنبضات المكافئة لكل قيمة. ان أفضل مستقبل يحقق هذا الغرض هو الكاشف ذو المصفى المتوافق matched filter detector و الموضح في الشكل التالي:



Matched filter detector for BASK.

في المرحلة الأولى لهذا الكاشف يتم مزج (ضرب) الإشارة المعدّلة المستقبلة بكل من الإشارتين الممثلتين للنبضة 0 و 1 ، من ثم تؤخذ المساحة تحت المنحنى الناتج لكل منهما و يتم أخذ الفرق بينهما. و الناتج يدخل دائرة مقارن comparator، فإذا كانت القيمة الناتجة من الطارح أقل من $A^2T_bm/4$ يتم تحديدها على أنها نبضة 0، أما إذا كانت القيمة الناتجة من

الطارح أكبر من $A^2T_b\ m/4$ ففي هذه الحالة يتم تحديدها على أنها نبضة 1.

و هـذا يتناسـب مـع النبضة المرسلة عند تحليل ما تعرضت له النبضة في الكاشف:

إذا كانت النبضة المرسلة 1 فقد تم تمثيلها بعد الإزاحة بالإشارة:

$$S(t) = 0.5\ A(1+m)\cos(2\pi f_c t)$$

و بعـد استقبالها يتم ضربها بواسطة الضارب الأعلى في المخطط، و تنتج الإشارة التالية:

$$S_{o1})t) = 0.25A^2 +1)m)^2 \cos2)^2\pi f_c t)$$

$$0.25 =A^2 +1)m)^2 +1)\cos (4\pi f_c t))/2$$

و الإشارة الناتجة من الضارب الأسفل في المخطط هي:

$$S_{o2})t) = 0.25A^2 +1)m)(1-m) \cos2)^2\pi f_c t)$$

$$0.25 =A^2 -1)m(^2 +1)\cos (4\pi f_c t))/2$$

و عـند أخذ المساحة (التكامل) خلال دورة كاملة يتم التخلص من حد الاقتران الجيبي و يضرب الحد الثابت بفترة التكامل T_b. و عند طرح الإشارة الثانية من الأولى نحصل على القيمة النهائية التالية:

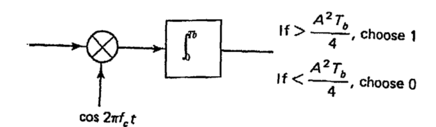
$$S(t) = 0.25\ A^2\ T_b(m+m^2)$$

أمـا إذا كانـت النبضـة المرسلة 0 فان المعادلة النهائية تأخذ الشكل التالي:

$$S(t) = 0.25\ A^2\ T_b(m-m^2)$$

و لذلـك أخـذت القيمة المتوسطة بينهما كحـد فاصل للمقارنـة $A^2T_b\ m/4$ فـإن زادت نتـيجة الطرح تقيّم النبضة على أنها 1 و إذا قلّت القيمة عن هذا الحد الفاصل تقيّم النبضة على أنها 0.

و يمكـن اخـتزال الدارة السابقة الى صورة أبسط للكشف عن إشارة OOK لتصبح على النحو التالي:



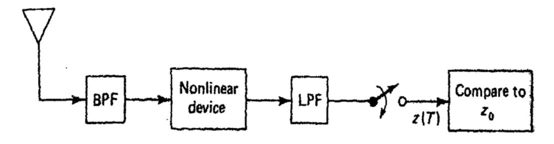
فالإشـــارة المستقبلة المعدّلة OOK تتضمن مقاطع بقيمتين (A,0) و بمعـــامل تعديـــل m=1. و قيمة العتبة للمقارن تبسّط وفقا لهذه القيمة لمعامل الـــتعديل لتصـــبح $(A^2T_b/4)$ فقط و لكن تبقى عملية تحديد قيمة النبضة كما هي.

و مـــن المخطـــط الصـــندوقي لـــدارة الكاشف ذو المصفى المتوافق matched filter detector نلاحظ أن قيمة التردد المتولد في المستقبل يجب أن تمـــاثل قـــيمة التردد الحامل المرسل في البداية f_c. و لكن هذا التردد قد تم إرســـاله مـــع إشارة المعلومات المرسلة (كما في التعديل السعوي مع إرسال الحـــامل AM-TC)، و بالتالي يمكن استخلاصه من الموجة المستقبلة بإحدى طريقتين:

1. استخدام مصفى تمرير حزمة ترددية معيّنة band-pass filter.
2. استخدام دارة (phase locked loop PLL).

5-2-4-2 المعدّلات العكسية غير المترابطة Incoherent De-Modulators

المعـــدّل العكسي غير المترابط المستخدم في الأنظمة الرقمية، كنظيره المســـتخدم في الأنظمة القياسية، لا يحتاج إعادة توليد التردد الحامل المستخدم مرة أخرى في المستقبل. و من أبسط صور هذا المعدّل العكسي دائرة كاشف الغلاف envelope detector الموضحة في المخطط الصندوقي التالي:



Envelope detector for OOK BASK.

حيـــث يـــتم التخلص من الترددات غير المرغوبة المصاحبة للإشارة المعدّلة بواسطة مصفى BPF. ثم تربّع الإشارة x^2 باستخدام جهاز غير خطي nonlinear device فتكون الإشارة الناتجة على النحو التالي:

$$S(^2t) = 0.25A \pm {}^21m\ {}^2(\cos 2)^2\pi f_c t)$$

$$0.25 = A \pm {}^21m\ {}^2(+1)\cos(4\pi f_c t)\ /2$$

و بعـــد مصـــفى تمرير الترددات المنخفضة يتم التخلص من الحد ذو التردد العالي و تبقى الإشارة التالية:

$$S_o(t) = (A\pm 1)^2 m\ 8/^2$$

أي أن الإشارة الناتجة تأخذ إحدى قيمتين فقط بناءا على نوع النبضة. و في نظام OOK (حيث 1=m) تكون القيمتين الناتجتين من المعادلة الأخيرة:

$$S_o(t) = A\pm 1)^2 m\ 8/^2$$

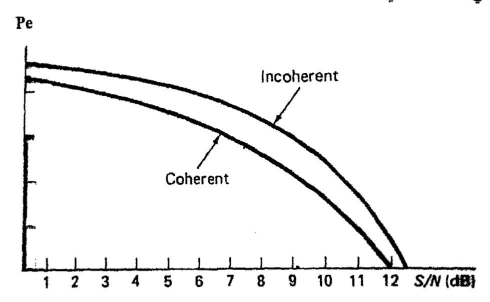
$$A = \ 4/^2 \text{ if pulse is 1}$$

OR

$$0 = \text{if pulse is } 0$$

و يتم اتخاذ قرار تحديد قيمة النبضة بمقارنة القيمة الناتجة من المصفى الأخير مع قيمة مرجعية (فولتية العتبة).

و عـــند المقارنة بين المعدل العكسي غير المترابط و المترابط نجد أن تصـــميم دائرة الأول أسهل بكثير من تصميم دائرة الثاني. أمّا بالنسبة للأداء، فعند نفس قيمة نسبة SNR تكون معدّل الخطأ للنبضة الواحدة bit error rate في المعدّل العكسي الغير مترابط أكبر منه في المعدّل المترابط كما هو موضح في الشكل التالي:



و تمثّل معادلة P_e للمعدّل العكسي المترابط بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5\ \mathrm{erfc}(A^2T_b/8N_o)^{1/2}$$

حيث:

N_o: كثافة التشويش المضاف للإشارة و وحدتها watt/Hz.

P_e: معدّل الخطأ للنبضة.

T_b: زمن إرسال النبضة.

بينما تمثّل معادلة P_e للمعدّل العكسي الغير مترابط بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5\ \exp(-A^2T_b/8N_o)$$

مــثال: أرســلت معلومات ثنائية عبر قناة بعد تعديلها تعديل سعوي من نوع OOK و بمعــدل نبضات يساوي 10 kbit/sec. حيث كانت الموجة الحاملة إشارة جيبية قياسية ذات العلاقة التالية:

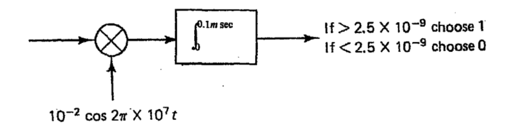
$$V_c(t) = 0.01 \cos(2\pi 10^7 * t)$$

و تراكــب تشويش على الإشارة أثناء عملية الإرسال ذو كثافة قدرة كلية 500μwatt/Hz.

1. صــمّم كاشف مترابط coherent للإشارة الرقمية و جد قيمة P_e له.
2. صمّم كاشف غير مترابط incoherent للإشارة الرقمية و جد قيمة P_e له.

الحل:

1. حيث أن الإزاحة المستخدمة من نوع OOK فإننا نستطيع استخدام الــدارة المبسّطة من كاشف المصفى المتوافق ككاشف مترابط على النحو التالي:



حيث يتم إعادة توليد الموجة الحاملة و ضربها بالإشارة المستقبلة، ثم إجراء عملية التكامل للفترة الزمنية لنبضة واحدة و التي يتم حسابها من معدّل النبضات على النحو التالي:

$$T_b /1 = R = 1/10^4 \;\; 0.1 = msec$$

و يـتم حســاب معـدّل الخطأ للجزء بالتطبيق المباشر في القانون الخاص به:

$$P_e = 0.5\ \text{erfc}(A^2T_b/8N_o)^{1/2}$$
$$= 0.5\ \text{erfc}(10^{-4} * 10^{-4}/8*500*10^{-6})^{1/2}$$
$$= 0.5\ \text{erfc}(1.58) = 0.013$$

2. ان دارة المعدّل العكسي غير المترابط المعطاة خلال هذه الوحدة تمثّل كاشف للإشارة الرقمية في هذا المثال، و بمعدّل الخطأ للجزء محسوب وفقا للقانون الخاص به على النحو التالي:

$$P_e = 0.5\ \exp(-A^2T_b/8N_o)$$
$$= 0.5\ \exp(-0.0001*0.1*10^{-3}/8*500*10^{-6})$$
$$= 0.5\ \exp(-2.5) = 0.041$$

نلاحـظ أن P_e للمعـدّل الغـير مترابط أكبر منه للمعدّل المترابط، و بكلمـات أخرى: ان أداء performance المعدّل العكسي المترابط أفضل من أداء المعدّل العكسي الغير مترابط.

3-5 الإزاحة الترددية Frequency Shift Keying (FSK)

5-3-1 معادلة الإزاحة الترددية FSK

فـي الـتعديل الترددي يتغير تردد الموجة الحاملة تبعا للقيمة اللحظية لموجـة المعلومات المحمولة مع بقاء الاتساع ثابت. و في النظام الثنائي حيث تتـناوب الموجـة المحمولة بين قيمتين، فانّ تردد الإشارة المعدّلة يتناوب بين قيمتين أيضا تبعا لقيمة النبضة (0,1). و نتيجة لعملية التعديل الترددي يحدث إزاحـة لموجـة حزمة النطاق الأساسي إلى حزمة الترددات العالية، و لذلك يسمى هذا الإجراء بالإزاحة الترددية Frequency Shift Keying (FSK). يمكن تمثيل تردد موجة FSK بالمعادلة التالية:

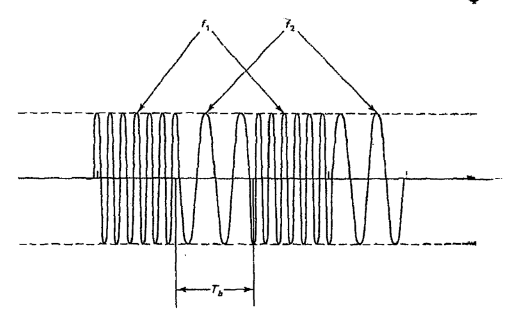
$$f_i(t) = f_c + d_i\, \Delta f$$

f_c : تردد الموجة الحاملة.

Δf : الإزاحة العظمى عن التردد الحامل maximum deviation.

d_i : +1 أو −1 اعـتمادا على قيمة النبضة المحمولة فيما إذا كانت 1 أو 0 على الترتيب.

و بالتالـي فان تردد الموجة المعدّلة الناتجة يحوي ترددين مختلفين و بإزاحـة محددة عن التردد الحامل f_c. و الشكل التالي يبيّن شكل موجة FSK الثنائي الناتجة من عملية التعديل:



و يمكن التعبير عن الموجة المعدّلة FSK بالعلاقة التالية:

$$X(t) = A \sin(2\pi f_i(t)t)$$

و بالتالي يختلف تردد الموجة الأخيرة باختلاف النبضة المحمولة.

5-3-2 الطيف الترددي للإزاحة FSK

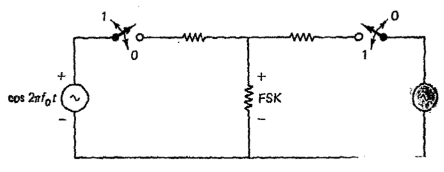
ان الإزاحــة الترددية تتضمن اســتعمال ترددين حاملــــين مختلفين $Sin^2(f)/f^2$. فيمكن استنتاج أن الطيف الترددي لاشارة FSK ستكون محصلة جمع الطيف الترددي لإشارتين معدلتين تعديل ASK إحداهما عند التردد f_1 و الأخرى عند التردد f_2. حيث:

$$f_2 = f_c + \Delta f$$

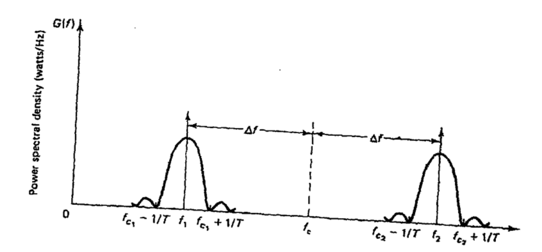
و

$$f_1 = f_c - \Delta f$$

و الشـــكل التالـــي يبيّن فكرة الحصول على إشارة FSK من تركيب superposition إشارتين ASK:



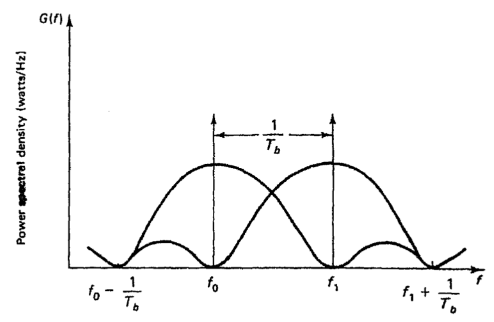
و حيث أن الطيف الترددي لاشارة ASK الواحدة ذو شـــكل اقتران $Sin^2(f)/f^2$ مـــزاح الى التردد الحامل f_c، فان الطيف الترددي لاشارة FSK ســـتتكون من مكوّنتين من هذه العلاقة أحدهما عند f_1 و الآخر عند f_2 كما هو موضح في الشكل التالي:



على افتراض تكافؤ احتمالية ظهور النبضة 1 و النبضة 0، فانّ قدرة الحامل الواحد (المبيّن بهيئة وميض) تساوي $A^2/8$ ، أمّا قدرة الحزمة الجانبية الواحـــدة الممثلة للمعلومة المرسلة فتساوي $A^2/8$. و بالتالي فانّ القدرة الكلية للإرسال تساوي:

$$P_t * 2 = P_c * 2 + P_{sb}$$
$$= 2 * A^2/8 + 2 * A^2/8 = A^2/2$$

و يمكن الحصول على صيغة من الطيف الترددي مطوّرة عن السابقة، و ذلك بفرض الإزاحة الترددية بين الترددين الحاملين بقيمة مساوية لمعدّل نقل النبضـــات bit transmission rate. و يعـــرف هذا التطوير بفصل النغمات المـــتعامد orthogonal tone spacing، و هو يحقق تحسين في أداء أنظمة FSK. و الشكل التالي يبيّن الطيف الترددي الناتج عن هذا التطوير في إشارة FSK:



لإيجــاد عــرض الــنطاق من الطيف الترددي للنظام لا بد من إعادة تعــريفه علـــى انه عرض النطاق المطلوب بإرسال النسبة الأكبر من الإشارة (حيــث أنــنا نلاحظ أن الطيف الترددي يحتل محور التردد بالكامل عند عدم إهمــال المكونــات ذات القدرة الضئيلة). و يقيّم بعرض النطاق الترددي بأول حدوث للصفر first null في الطيف الترددي، و بالتالي فهو يساوي:

$$BW = 2\Delta f + 2R_b$$

حيث:

BW: عرض النطاق الاسمي nominal bandwidth.

Δf : الإزاحـــة بين التردد الحامل و التردد المركزي أو يمكن القول أن $2\Delta f$ هي المسافة بين الترددين الحاملين للموجة.

R_b: معدّل إرسال النبضات bit transmission rate.

مثال1: اشتق علاقة عرض النطاق الاسمي لاشارة FSK ذات الفصل المتعامد للنغمات orthogonal tone spacing. و احسب قيمته إذا كان معدّل إرسال النبضات يساوي 10^{4} Hz.

الحل:

في حالة الفصل المتعامد للنغمات تكون المسافة بين الترددي الحاملين مساوية لمعدّل إرسال النبضات، أي أنّ:

$$\Delta f = 2R_b$$

و بالتالي فان معادلة عرض النطاق ستصبح على النحو التالي:

$$BW\,2 = \Delta f + 2R_b$$

$$= R_b\,2 + R_b\,3 = R_b$$

و بالتالـــي يمكن حسابه للنظام المعطى بالتعويض المباشر في العلاقة التي حصلنا عليها:

$$BW = 3R_b$$

$$10^4 = 3 * Hz = 30\ KHz$$

مـــثال2: اعـــتمادا على مبدأ ان إشارة FSK هي تركيب من إشارتين ASK، اشتق علاقة عرض النطاق الاسمي لاشارة ASK.

الحل:

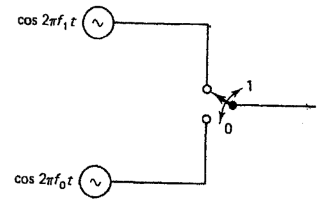
عـــند فـــرض $\Delta f=0$ نلاحظ أن كلا الحزمتين الجانبيتين في الطيف الـــترددي لاشــــارة FSK يتطابقان عند التردد الحامل f_c فنحصل على الطيف الـــترددي لاشــــارة ASK و بالتالي يمكن استنتاج علاقة BW لاشارة ASK على النحو التالي:

$$BW\,2 = \Delta f + 2R_b$$

$$= 2 + 0R_b \;\; = 2R_b$$

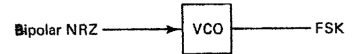
5-3-3 معدّلات الإزاحة الترددية FSK Modulators

انطلاقـــا من مفهوم تراكب إشارتين ASK لإنتاج إشارة FSK، يمكن تمثـــيل المخطـــط الصـــندوقي لدارة معدل الترددي كما هو موضح في الشكل التالي:



حيث تتكون الدارة من مولّدين للترددات العالية (f_1، f_0)، و وفقا لقيمة النبضـــة المحملة يتم التحكم بالمفتاح الإلكتروني بحيث تحمّل النبضة 1 على التردد الأول و تحمّل النبضة 0 على التردد الثاني.

تقنية أخرى يمكن استخدامها في دوائر التعديل الترددي FSK، و هي تشـــفير النبضات بالشفرة ثنائية القطبية bipolar و من ثم إدخالها الى معدّل FM قياسي ممثّل بدارة Voltage Control Oscillator (VCO). فحيث أن النبضة 1 ممثّلة بفولتية V + فسوف ينتج عنها من دارة VCO إشارة قياسية ذات تـــردد ثابت. و عند دخول النبضة 0 الممثلة بفولتية أخرى V – فسوف ينتج عنها من دارة VCO إشارة قياسية ذات تردد ثابت مختلف عن الأول. و الشكل التالي يبيّن المخطط الصندوقي لهذه التقنية:



عـــند تصـــميم المعدلات الترددية لا بد أن يؤخذ في عين الاعتبار أن الـــتحول فـــي النبضات (بين 0 و 1) لا يتم بشكل فوري و لحظي، فالنبضة ليســـت مربعة بشكل مثالي فعملية التحويل switching من مستوى إلى آخر تستلزم فترة زمنية و ان كانت فترة قصيرة جدا.

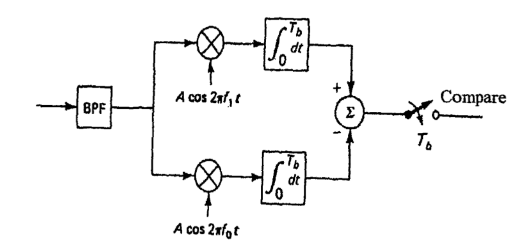
ان الإزاحـــة الـــترددية FSK هـــي الهيئة الأكثر شيوعا للاتصالات الرقمية في أنظمة النقل التليفونية. فعند استخدام قناة صوتية لإرسال معلومات رقمية فلا بد أن يتوافق التعديل المستخدم مع خصائص القناة الصوتية.

5-3-4 المعدّلات العكسية للإزاحة الترددية FSK De-Modulators

5-3-4-1 المعدّلات العكسية المترابطة Coherent De-Modulation

فـــي المعـــدل العكســـي المترابط لا بد أن يم توليد تردد مساوٍ للتردد الحـــامل فـــي المســـتقبل. و في حالة الإزاحة الترددية لا بد من توليد ترددين مكافئيـــن للترددـــن الحاملين للمعلومات. و يستخدم لهذا الغرض الكاشف ذو

المصـــفى المـــتوافق matched filter detector كما هو موضح في الشكل التالي:



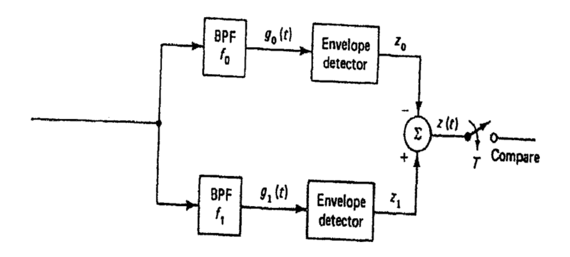
و هـــذا المخطط في هيئته العامة مشابه للكاشف المستخدم في الإزاحة الســـعوية و لكـــن الإشـــارتين المتولدين في الأول كانت ثابتة التردد مختلفة الاتســـاع. أمـــا الإشارتين المتولدتين هنا فثابتتين في الاتساع و لكن بترددين مختلفين. و يمكن الحصول على هذين الترددين المطلوبين إما باستخدام مصفى حـــزمة ترددات BPF أو باستخدام دوائر PLL. و كما هو الحال مع ASK، فـــان التردد الحامل غير ظاهر دائما، فعند إرسال النبضات 1 فان التردد $+f_c$ Δf فقـــط يظهـــر في الإشارة المستقبلة. و على العكس عند إرسال نبضات 0 متتالية فان التردد $f_c - \Delta f$ يظهر في الإشارة المستقبلة و لكن يغيب التردد f_c $+\Delta f$ فـــي هـــذه الحالة. و تؤثر هذه الحالة على عمل PLL و يزداد تأثيرها سوءا بازدياد تعاقب النبضات 1 أو النبضات 0 المتتابعة.

ان الأثـــر الســـلبي لـــتراكم النبضات المتشابهة في المعدلات العكسية المـــترابطة يدفعنا باتجاه النوع الآخر من المعدلات العكسية، و هي المعدلات العكسية الغير مترابطة Incoherent Demodulation.

2-4-3-5 المعدّلات العكسية الغير مترابطة

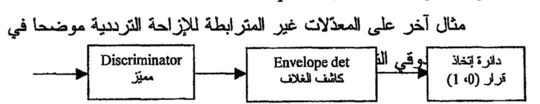
Incoherent De-Modulation FSK

الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي للمعدل العكسي غير المترابط للإزاحة الترددي FSK:



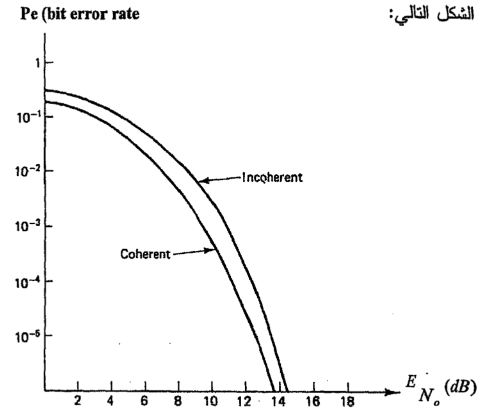
تمــر الإشارة المعدّلة المستقبلة بمصفيين للترددات BPF بحيث يمرّر المصـــفى الأول التردد الحامل للنبضة 1 (f_1) و يقوم المصفى الثاني بتمرير الــتردد الحامل للنبضة 0 (f_0). و الإشارة الخارجة من كل مصفى تدخل الى كاشــف الغــلاف envelope detector ثــم يــتم الكشف عن حزمة التردد الأساسي بإجراء التكامل للإشارة الناتجة. و بطرح الإشارة الناتجة من الجزء الأول مــن الإشـــارة الــناتجة من الجزء الثاني نحصل على الإشارة الثنائية المشفرة بالشفرة ثنائية القطبية bipolar.

مثال آخر على المعدّلات غير المترابطة للإزاحة الترددية موضحا في



حيــث يتناســب اتساع إشارة مخرج المميز discriminator بتردد الإشــارة الداخلة إليه. و يتم استخلاص إشارة حزمة النطاق الأساسي بواسطة كاشــف الغلاف envelope detector ، بحيث نحصل على إشارة مكوّنة من اتساعين مختلفين.

عــند مقارنــة كفاءة هذان النوعين من المعدّلات العكسية نجد أنه عند نفس قيمة نسبة SNR تكون معدّل الخطأ للنبضة الواحدة bit error rate في المعدّل العكسي الغير مترابط أكبر منه في المعدّل المترابط كما هو موضح في الشكل التالي:



و تعطى قيمة P_e للمعدّل العكسي المترابط هنا بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5\ \mathrm{erfc}(A^2T_b/4N_o)^{1/2}$$

حيث:

N_o: كثافة التشويش المضاف للإشارة و وحدتها watt/Hz.

P_e: معدّل الخطأ للنبضة.

T_b: زمن إرسال النبضة.

بينما تعطى معادلة P_e للمعدّل العكسي الغير مترابط بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5 \exp(-A^2T_b/2N_o)$$

5-4 الإزاحة الطورية Phase Shift Keying (PSK)

5-4-1 معادلة الإزاحة الطورية PSK

يـتم تحميل المعلومات الرقمية (0 و 1) على موجة قياسية ذات تردد عالي ثابت الاتساع و التردد، و لكن متغير الطور وفقا للقيمة اللحظية للنبضة المحمولة و بالتالي تظهر الموجة المعدّلة بإحدى صيغتين وفقا لقيمة النبضة (0 أو 1):

$$S)_1t) \;=A \cos(2\pi f_c t + \theta \qquad (_0 \text{ for pulse } 0$$

أو

$$S)_1t) \;=A \cos(2\pi f_c t + \theta \qquad (_1 \text{ for pulse } 1$$

فيمكن كتابة معادلة الموجة المعدّلة PSK على النحو التالي:

$$S_i(t) \;=A \cos(2\pi f_c t + \Delta\theta\, d_i\,(t)$$

حيث:

$d_i\,(t)$.1 : البيانات المتتالية المكونة من النبضات 0 و 1.

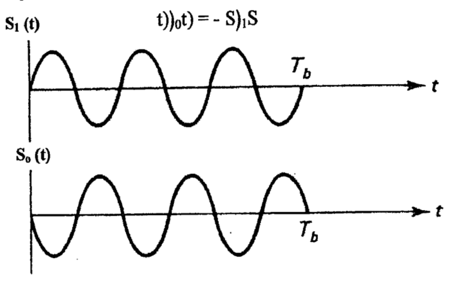
$\Delta\theta$: معامل التعديل modulation index

حالة تعديل خاصة تحقّق أقل قيمة لمعدّل الخطأ للنبضة (عندما يساوي معـــامل التعديل $\pi/2$) و هي حالة تعديل بدون إرسال الحامل (suppressed carrier). حيث تصبح فيها معادلة الموجة المعدّلة على النحو التالي:

$$S_i(t) = A\ d_i)t)\ \cos(2\pi f_c t)$$

حيـــث تمـــثّل الإشـــارة الناتجة عن النبضة 1 و الإشارة الناتجة عن النبضة 0 بعلاقة واحدة و لكن بقطبية معاكسة كم هو مبيّن في الشكل التالي:

$$t))_0 t) = -\ S)_1 S$$



و لدراسة أنظمة التعديل الطوري المختلفة (عند التحدث عن نظام M-ary بشـــكل عام و ليس النظام الثنائي فقط) من المفيد تمثيل الإشارة بمخطط المـــتجهات signal space diagram. و هـــو تمثـــيل بواســـطة المتجهات vectors يوضّـــح الإسقاط المركّب (الأفقي و الرأسي) للإشارة المرسلة، ب حيـــث يمثّل المحور الأفقي مكوّنة $\cos(2\pi f_2 t)$ و المحور الراسي يمثّل مكوّنة $\sin(2\pi f_c t)$. و كلمـــا ازداد البعد بين تمثيل النبضة 0 و النبضة 1 كلما قلت احتمالية حدوث خطأ النبضة. و المسافة من نقطة الأصل الى نقطة تمثيل كل

حالة تساوي جذر طاقة الإشارة لكل نبضة (signal energy per bit E) و التي يمكن حسابه من العلاقة بين الطاقة E و القدرة P على النحو التالي:

$$P = A = 2/^2E/T_b$$

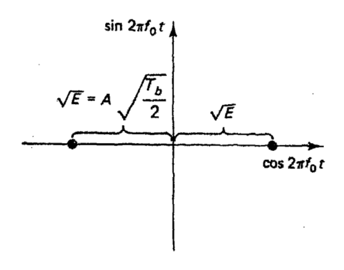
و بالتالي:

$$E = T_bA2/^2$$

و بالتالي:

$$\sqrt{E} =)\sqrt{\ T_bA(2/^2\ \ =A)\sqrt{\ T_b(2/$$

و عــند معامل التعديل (2/π) يتم تمثيل إشارة 1 بمتجه ذو قيمة E√ علـــى المحـــور الأفقـــي الموجب و تمثيل إشارة 0 بمتجه ذو قيمة E√ على المحور الأفقي السالب كما هو موضح في الشكل التالي:



2-4-5 الطيف الترددي للإزاحة الطورية PSK

عند إعادة التعبير عن الإشارة المعدلة PSK بالاستفادة من خصائص العلاقة الجيبية نجد أن قدرة الحامل تساوي:

$$P_c = A^2 \cos(\Delta\theta)^2/2$$

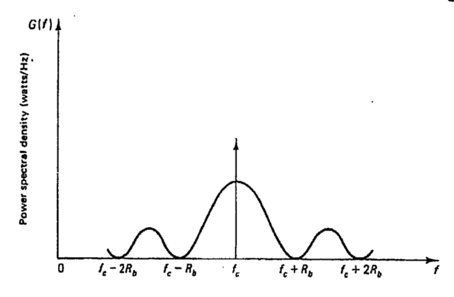
و قدرة إشارة المعلومات المحمولة تساوي:

$$P_{sb} = A^2 \sin(\Delta\theta)^2/2$$

و بالتالي تساوي القدرة الكلية للإشارة المرسلة:

$$2/^2A = P_c + P_{sb} = P_t$$

و الطـيف الـترددي لاشـارة الإزاحة الترددية PSK يمكن اعتباره الطيف الترددي لتراكب إشارتين ASK. و الشكل التالي يبيّن الطيف الترددي للإزاحة PSK:



و فـي حالـة التعديل بدون إرسال الحامل ($\frac{\pi}{2}$= 2/modulation index)، تصبح قيمة قدرة الحامل P_c=0 و وقدرة إشارة المعلومات تساوي P_{sb}= $A^2/2$ حيـث تكافـئ إشارة PSK الفرق بين إشارتين OOK. الأولى إشارة إزاحة سـعوية OOK لمعلومات ثنائية، و الثانية ناتجة من الإزاحة السعوية للإشارة المتممة للإشارة الأولى (متممة 0 تساوي 1، و متممة 1 تساوي 0).

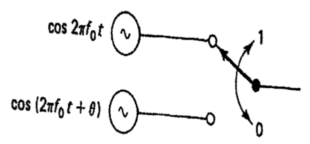
نلاحـظ من الطيف الترددي للإزاحة الطورية PSK أن الصفر الأول يحـدث عـند إزاحـة عن التردد الحـامل بقيمة معدّل إرسال النبضات R_b.

وبالتالـــي يمكـــن حساب عرض النطاق الاسمي nominal BW وفقا للعلاقة التالية:

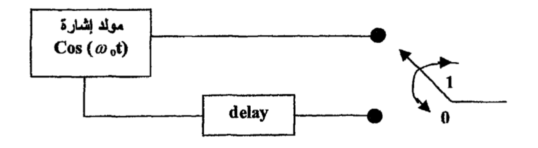
$$BW= 2R_b$$

5-5 معدّلات الإزاحة الطورية PSK Modulators

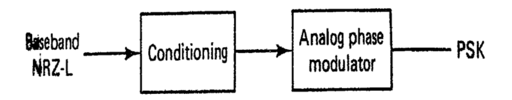
ان مـــبدأ عمل معدّلات الإزاحة الطورية PSK مشابهة لنظيرتها في معـــدّلات الإزاحــــة الترددية FSK. و الشكل التالي يبيّن المخطط الصندوقي لمعـــدّل PSK حيـــث يتم تحميل كل نبضة 1 على إشارة و كل نبضة 0 على إشارة ثانية مطابقة للأولى في الاتساع و التردد و لكن مختلفة عنها في الطور بحيـــث تســـتخدم النبضة للتحكم في المفتاح المتحرك بين الإشارتين الحاملتين للمعلومة:



و يمكـــن اســـتبدال المولّديـــن بمولّد إشارة واحد بحيث يستعمل بشكل مباشر مع نبضة 1 و بشكل متأخر delay مع النبضة الأخرى 0 (أو العكس) كما هو موضح في الشكل التالي:



مـــثال آخر على معدّلات الإزاحة الطورية PSK يمكن تمثيله بمعدّل طـــوري قياســـي PM مســـبوق بدائرة شرطية conditioning أو تنعيمية smoothing لأن معدّل الطور القياسي لا يستجيب للتغير المفاجئ في الطور كما هو موضّح في المخطط الصندوقي التالي:



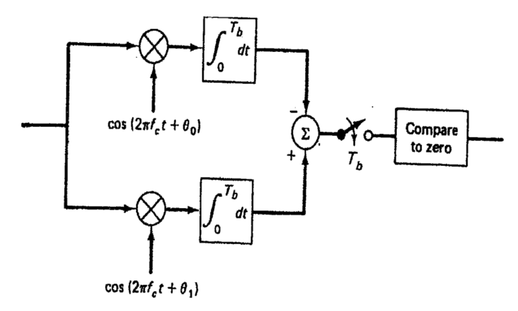
6-5 المعدّلات العكسية للإزاحة الطورية PSK De-Modulators

مـــن البديهي بعد الحديث أن معدّلات الإزاحة الطورية PSK مناظرة لمعـــدّلات الإزاحـــة الترددية FSK ، أن نتوقع أن المعدّلات العكسية للإزاحة الطورية PSK مناظرة للمعدّلات العكسية للإزاحة الترددية FSK.

و بشـــكل عـــام يوجد نوعين من المعدلات العكسية للإزاحة الطورية PSK:

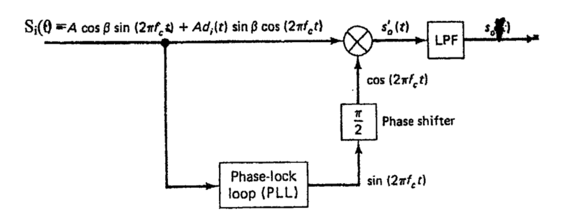
الأول: تتضمن هذه التقنية استخلاص إشارة حزمة النطاق الأساسي من إشارة PSK. و من ثم اتخاذ القرار حول نوع النبضة.

الثاني: من خلال هذه التقنية يتم تنفيذ عمليتي التعديل العكسي و اتخاذ القرار حـــول نـــوع النبضـــة في إجراء واحد. و الشكل التالي يبيّن الدارة المسؤولة عن تنفيذ هذان الإجراءان و المتمثلة بالكاشف ذو المصفى المتوافق Matched Filter Detector:

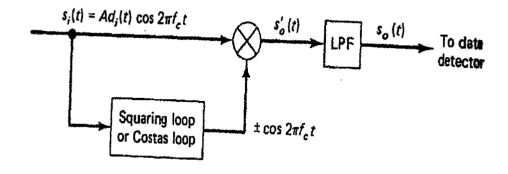


و نلاحــظ أنّ الفارق بين هذا الكاشف و نظيره في الإزاحة الترددية FSK، أنّ الإشـــارتين الداخلتين للضارب لهما نفس التردد و لكن لكل منهما طــور مخــتلف عن طور الآخر $(\theta_1،\theta)$. و يعدّ هذا المعدّل العكسي مترابط حيث يتم توليد التردد الحامل في المستقبل f_c .

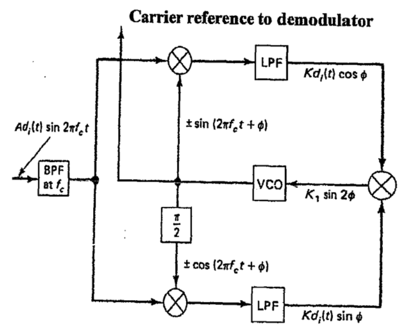
عــندما يتم إرسال التردد الحامل في إشارة الإزاحة الطورية PSK (حيث $\Delta\theta \neq \pi /2$)، يمكننا إعادة استخلاصه في المستقبل من الإشارة المرسلة بواســطة مصــفي تمرير حزمة ترددات ضيقة narrowband band pass filter أو بواسطة دائرة Phase Lock Loop الموضحة في الشكل التالي:



لكن في حالة الإزاحة الطورية بدون إرسال الحامل (حيث $\Delta\theta=\pi$ / 2)، فـــان دارة PLL لا تصـــبح فعالـــة حيث لا فائدة من دارة الإزاحة $\pi/2$ shifter . و يجـــب أن نلجـــأ الى حلقات مربعة loops squaring لإعادة استخلاص تردد الحامل كما هو موضح في الشكل التالي:

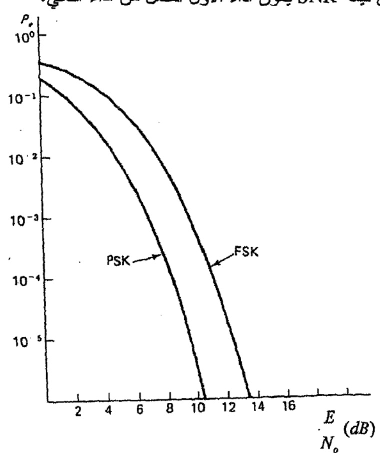


ان الحلقـــة المضـــلعة Costas Loop مـــثال على الحلقات المربعة المســـتخدمة لهـــذا الغرض حيث يحدث الإغلاق lock في الحلقة عندما يؤول مقـــدار الفرق في الزاوية الى الصفر. و الشكل التالي يبيّن المخطط الصندوقي لدارة Costas Loop:



مـــن الجديـــر بالذكر أن المعدّلات العكسية غير المترابطة غير عملية لاســـترجاع إشـــارة المعلومـــات من الإشارة المعدّلة PSK. حيث أن الدوائر الـــتابعة لتلك التقنية لا تهتم بجزئية الطور في الإشارة و بالتالي لن يتم التمييز بين الإشارة الحاملة للنبضة 1 و الإشارة الحاملة للنبضة 0.

أمـــا بالنســـبة لأداء المعـــدّل العكسي للإزاحة الطورية PSK فيمكن مقارنته بأداء المعدّل العكسي للإزاحة الترددية FSK فنلاحظ من الشكل التالي أنّه عند نفس قيمة SNR يكون أداء الأول أفضل من أداء الثاني:



و تعطـــى معادلة معدّل الخطأ في النبضة للمعدّل العكسي PSK على النحو التالي:

$$P_e = 0.5\ \mathrm{erfc}(E/N_o)^{1/2}$$

حيث:

N_o: كثافة التشويش المضاف للإشارة و وحدتها watt/Hz.

P_e: معدّل الخطأ للنبضة.

E: طاقة النبضة .

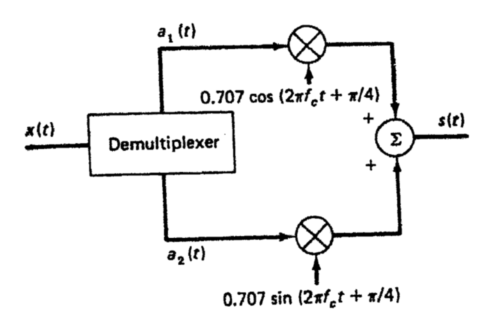
7-5 الإزاحة الطورية الثنائية و الرباعية و الثمانية MPSK

عـــندما يـــتم الـــتعامل مع البيانات الرقمية نبضة فنبضة، و حيث أن النبضــــة عبارة عن قيمة ثنائية 1 أو 0، فان الإزاحة الطورية للإشارة تسمى فـــي هـــذه الحالـــة أيضا بالإزاحة الطورية الثنائية Binary Phase Shift Keying (BPSK) . ان عـــرض الـــنطاق الاسمي nominal BW لاشارة BPSK تساوي ضعف معدّل إرسال النبضات R. و لكن من الممكن تصغير عـــرض الـــنطاق المطلوب للإرسال بتجميع كل نبضتين في هيئة أزواج ذات أربعـــة احـــتمالات (00، 01، 10، 11). و يمكن إرسال قيم هذه الاحتمالات الأربعـــة باســـتخدام التعديل الطوري الرباعي Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). بحيث تحمّل كل عينة بطور مختلف و بمعدّل مرة كل 2 T_b. و بالتالي فانّ عرض النطاق الاسمي للإزاحة QPSK هو نصف عرض النطاق المطلوب للإزاحة BPSK.

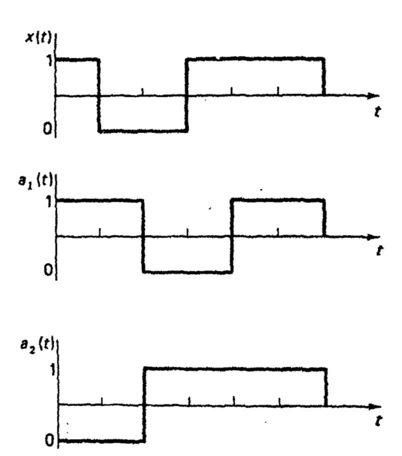
يمكـــن تشبيه إشارة QPSK بتراكب إشارتي BPSK أحدهما معدّلة لإشـــارة sin و الأخـــرى معدّلـــة لإشـــارة cos. بحيث تحصل كل مجموعة مزدوجة من النبضات على طور خاص بها كما هو موضح في الجدول التالي:

a_0	a_e	$s(t)$
+1	+1	$+\cos 2\pi f_c t$
+1	−1	$-\sin 2\pi f_c t$
−1	−1	$-\cos 2\pi f_c t$
−1	+1	$+\sin 2\pi f_c t$

و الشكل التالي يبيّن المخطط الصندوقي لدارة المعدّل QPSK:



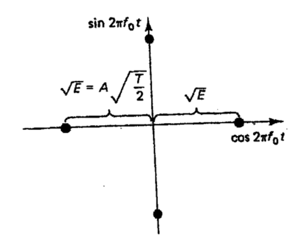
أولا يقوم الموزّع بفصل البيانات الثنائية الداخلة إليه الى جزأين: جزء للخانـــات الفردية و جزء للخانات الزوجية. الجزء الأول يسلك المسار العلوي مـــن الدارة فيحمّل على إشارة cos، و الجزء الثاني يسلك المسار السفلي منها فيحمّل على إشارة sin. و الشكل التالي يبيّن عمل الموزّع Demultiplexer لإعـــادة تمثـــيل إشارة المعلومات x(t) في جزأين أحدهما للنبضة ذات الترقيم الفردي $a_1(t)$ و الثاني للنبضة ذات الترقيم الزوجي $a_1(t)$.



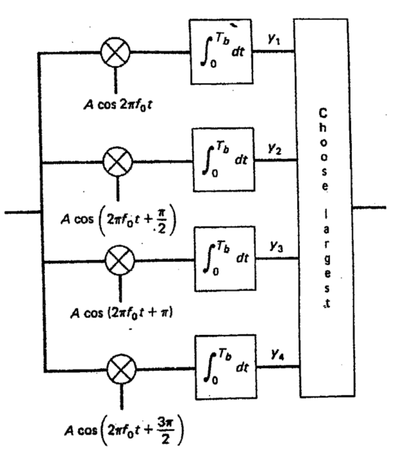
و بجمـــع الإشـــارتين الناتجتيـــن من الضاربين نحصل على أربعة احـــتمالات لإشارات يفصل بين كل منها فرق طور 90^o و لكل منهم بعد عن نقطة الأصل ثابت بمقدار يساوي:

$$\sqrt{E} = A\sqrt{T/2}$$

حيـــث T تســـاوي ضعف زمن إرسال النبضة T_b في هذه الحالة و الشكل التالي يبيّن التمثيل الفراغي space representation لاشارة QPSK:



أما المعدّل العكسي لاشارة QPSK فيمكن تمثيله بالمخطط الصندوقي التالي:

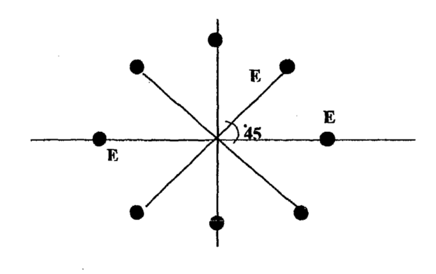


بشكل مكافئ، يمكن الحديث عن الإزاحة الطورية الثمانية. الفرق أننا فـــي هـــذه الحالة نقوم بتجميع كل 3 نبضات في هيئة مجموعات ذات ثمانية احتمالات (000، 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111). بحيث تحمّل كل عيّنة بطور مختلف و بمعدّل عيّنة كل $3T_b$. و بالتالي فانّ عرض النطاق الاســمي للإزاحة الطورية الثمانية هو ثلث عرض النطاق المطلوب للإزاحة BPSK.

لغــرض التمثــيل الفراغي للإشارة الناتجة في هذه الحالة نلاحظ أننا نحـــتاج 8 مواقع مختلفة و على أبعاد متساوية من دائرة لتمثيل النقاط، فتكون قيمة الزاوية بين نقطتين متجاورتين:

$$360^{o}\ 45 = 8/^{o}$$

و الشـــكل التالـــي يبيّــن هذا التمثيل الفراغي (تمثيل المتجهات) لهذه الاشارة:



4-5 مبدأ التعديل الرباعي السعوي QAM

فـــي الاتصالات التشبيهية analog communication كان المقصود بالـــتعديل الرباعـــي السعـــوي Quadrature Amplitude Modulation (QAM) إرســـال إشـــارتي معلومـــات قياســـية AM ضمن عرض النطاق المخصـــص لإرسال إشارة واحدة فقط منهما، و بالتالي يتم التوفير في عرض النطاق المستخدم.

كذلـــك في أنظمة الاتصالات الرقمية Digital Communication، فان الغرض من QAM هو التوفير في عرض النطاق المستخدم. و لكن كيف يتم تطبيق هذه التقنية؟

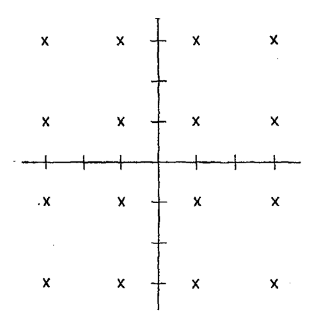
مثال لتوضيح مبدأ التعديل الرباعي السعوي QAM : إذا قمنا بتجميع كـــل 3 نبضـــات ســـويا فـــي مجموعات، فانّ عدد الاحتمالات المتوقعة لهذه المجموعات يساوي 8 (000، 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111).

و بالتالي يمكن تمثيل هذه الاحتمالات الثمانية تمثيل متجهي من خلال 8 نقاط مختلفة الطور PSK-8 ary. و يمكن التحسين في أداء النظام بفصل هـــذه الـــنقاط عن بعضها البعض بأكبر مسافة ممكنة. و يتحقق ذلك بالتوزيع الرباعي QAM للنقاط فلا يكون لكل عيّنة طور مختلف فقط و إنما طور و اتساع مختلفين. و حيث أن التعامل أصبح مع ثلاث نبضات عوضا عن نبضة واحدة فان القيم تتغير كل فترة زمنية تساوي T_b3 و بالتالي يقل عرض النطاق الى الثلث:

$$BW_{-8QAM} = BW/3$$

و يمكـــن عـــرض QAM-16 كمثال على هذه الصيغة من التعديل الســـعوي. و مـــن الاسم يتضـــح أن عـــدد الاحتمالات الواردة 16 احتمال للمجموعـــات الـــناتجة مـــن تركيب النبضات و بالتالي يمكن استنتاج أنّ عدد

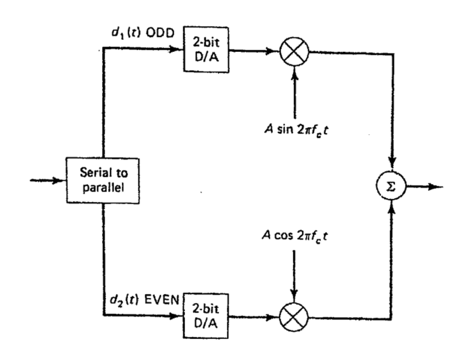
النبضات المجمّعة في المجموعة الواحدة يساوي 4 (و بالتالي نخفض عرض الــنطاق المطلوب الى الربع). للمقارنة مع PSK-16 نلاحظ أننا نحتاج 16 موقـــع مختلف و على أبعاد متساوية من دائرة لتمثيل النقاط تمثيل متجهات، فتكون قيمة الزاوية بين نقطتين متجاورتين 22.5°، أما في حالة QAM-16 فانّ كل من الاتساع و الزاوية متغيران، و بالتالي لم تعد النقاط جميعها واقعة على محيط دائرة واحدة. و التمثيل الفراغي للنقاط تأخذ شكل مصفوفة مربّعة منتظمة كما هو موضّح في الشكل التالي:



فكـــل مجموعـــة من مجموعات البيانات المجمّعة (و عددها 16) لها اتساع و طور خاصين بها بحيث:

$$(t + \theta_{i0} A_i \cos(2\pi f = t))S_i$$

و الشكل التالي يبيّن المخطط الصندوقي لمعدّل QAM-16:

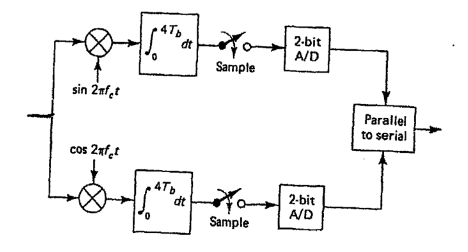


يــتم تجمــيع كــل أربعة نبضات متتالية زمنيا بواسطة دائرة "تحويل البــيانات المتتالية الى متوازية serial to parallel " . و يتم فصل البيانات ذات الخانات الفردية لتشكل أربعة تركيبات مختلفة تعدّل بإشارة جيبية (sin)، بينما تفصل البيانات ذات الخانات الزوجية لتشكل أربعة تركيبات مختلفة تعدّل بإشارة جيبية (cos). ثم يتم تجميع الجزأين الناتجين سويا بحيث تنتج 16 حالة مختلفة لتشكل التمثيل الفراغي السابق.

أمــا المعدّل العكسي لاشارة QAM-16 فيتضمن خطوات مكافئة لما تــمّ فــي المعدّل. فيتم ضرب الإشارة المستقبلة بإشارتي ((sin, cos و إيجاد المســاحة تحــت المنحنى الناتج (التكامل). و نتيجة القيمة الناتجة من المكامل يــتخذ القــرار فــي النبضتين (العينة sample)، فينتج من الجزء العلوي من المخطــط النبضــتين ذات الخانــات الفردية بينما ينتج من الجزء السفلي من المخطط النبضتين ذات الخانات الزوجية. ثم تحوّل العينة الناتجة الى ما تكافئها من نبضتين رقميتين بواسطة محوّل الإشارة القياسية الى إشارة رقمية(DAC.

و في مرحلة نهائية يتم إعادة النبضات المتوازية الى أصلها المتوالي بواسطة DAC.

و الشـــكل التالـــي يبيّـــن المخطط الصندوقي للمعدّل العكسي لمستقبلة إشارة QAM-16:



أسئلة الوحدة الخامسة

س1) ما الفرق بين التعديل القياسي و التعديل الرقمي؟

س2) ما سبب تسمية التعديل الرقمي باسم "الإزاحة"؟

س3) ما أنواع التعديل الرقمي؟ عرّف كل نوع.

س4) ما المعادلة الممثّلة لكل نبضة في الإزاحة السعوية إذا كان معامل التعديل m=0.5 ؟

س5) ما المعادلة الممثّلة لكل نبضة في الإزاحة السعوية إذا كان معامل التعديل m=0.25 ؟

س6) ما معامل التعديل السعوي الذي يحقق أقل معدّل خطأ للنبضة minimum bit error rate ؟

س7) ما المقصود بالإزاحة السعوية OOK ؟

س8) كيف نحصل على الإشارة المعدّلة OOK ؟

س9) إذا فرضنا أن اتساع الموجة الحاملة يساوي 12V، فما قيمة:

1. القدرة P_c
2. متوسط القدرة المنقولة P_t

س10) ما الفرق الأساسي بين المعدلات العكسية المترابطة و المعدّلات العكسية غير المترابطة ؟

س11) ما مبدأ عمل الكاشف ذو المصفى المتوافق matched filter detector ؟

س12) كيف يمكن استخلاص التردد الحامل من الموجة المستقبلة ؟

س13) أرســلت معلومــات ثنائية عبر قناة بعد تعديلها تعديل سعوي من نوع OOK و بمعدّل نبضات يساوي 100 kbit/sec. حيث كانت الموجة الحاملة إشارة جيبية قياسية ذات العلاقة التالية:

$$V_c)t) = 0.001 \cos(4\pi 10^7 * t)$$

و تراكــب تشويش على الإشارة أثناء عملية الإرسال ذو كثافة قدرة كلية 10^{-12} watt/Hz.

1. صــمّم كاشف مترابط coherent للإشارة الرقمية و جد قيمة P_e له.
2. صمّم كاشف غير مترابط incoherent للإشارة الرقمية و جد قيمة P_e له.

س14) ارسم المخطط الصندوقي لمعدّل:

1. إزاحة سعوية ASK.
2. إزاحة سعوية OOK.
3. إزاحة ترددية FSK
4. إزاحة طورية BPSK.
5. إزاحة طورية QPSK
6. إزاحة سعوية QAM.

س15) ارسم المخطط الصندوقي لمعدّل عكسي غير مترابط لكل مما يلي:

1. إزاحة سعوية ASK.
2. إزاحة سعوية OOK.
3. إزاحة ترددية FSK
4. إزاحة سعوية QAM.

س16) ارسم المخطط الصندوقي لمعدّل عكسي مترابط لكل مما يلي:

1. إزاحة سعوية ASK.
2. إزاحة سعوية OOK.
3. إزاحة ترددية FSK
4. إزاحة طورية BPSK.
5. إزاحة طورية QPSK
6. إزاحة سعوية QAM.

س17) ما المقصود بعرض النطاق الاسمي nominal BW للإرسال؟

س18) احسب قيمة عرض النطاق الاسمي لاشارة FSK ذات الفصل المتعامد للنغمات orthogonal tone spacing إذا كان معدّل إرسال النبضات يساوي 10^5 Hz .

س19) أي أنواع التعديل الرقمي الأكثر شيوعا في أنظمة الاتصالات الرقمية ؟

س20) لمـــاذا لا يمكن استخدام المعدلات العكسية غير المترابطة في الإزاحة الطورية PSK؟

س21) ما المقصود بمخطط المتجهات signal space diagram ؟

س22) ارسم مخطط المتجهات (التمثيل الفراغي) لاشارة:

1. ASK
2. OOK
3. FSK
4. PSK
5. QPSK
6. QAM

إذا كان زمن النبضة الواحدة $T_b = 10^{-12}$ sec و الاتساع A= 5v.

س23) ما قيمة معامل التعديل الطوري بدون إرسال الحامل؟

س24) إذا كان زمن إرسال النبضة الواحدة $T_b = 10^{-12}$ sec ،احسب عرض النطاق الاسمي لاشارة معدّلة من نوع:

1. ASK
2. OOK
3. FSK
4. PSK
5. QPSK
6. QAM

س25) للإزاحـــة الطورية بدون إرسال الحامل (حيث $\Delta\theta = \pi/2$)، فان دارة PLL لا تصبح فعالة كدارة معدّل عكسي. لماذا؟

س26) أيهمـــا ذو أداء أفضـــل: المعـــدّل العكسي للإزاحة الطورية PSK أم المعدّل العكسي للإزاحة الترددية FSK ؟

س27) صمّم الكاشف المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثلة بالمعادلتين التاليتين:

$S(_0t) = A\cos(2\pi f_c t)$

$S(_0t) = A\cos(2\pi f_c t + 90^o)$

إذا كانـــت نسبة SNR للنظام تساوي 16dB، فما أكبر معدّل إرسال للنبضة بحيث يبقى معدّل الخطأ في النبضة أقل من 10^{-3} ؟

س28) صمّم الكاشف المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثلة بالمعادلتين التاليتين:

$S(_0t)\ 10 = = \cos(2\pi f_c t)$

$S(_0t)\ 10 = = \cos(2\pi f_c t + 45^o)$

إذا كانـــت نسبة SNR للنظام تساوي 19 dB، فما أكبر معدّل إرسال النبضة بحيث يبقى معدّل الخطأ في النبضة أقل من 10^{-4} ؟

س29) صمّم الكاشف المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثّلة بالمعادلتين التاليتين:

$S_0(t) = 4 \cos(2\pi f_c t)$

$S_0(t) = 8 \cos(2\pi f_c t)$

س30) صـــمّم المعـــدّل العكســـي غير المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثّلة في السؤال السابق.

س31) جد معدّل الخطأ للجزء لنظام FSK الممثّل بالمعلومات التالية:

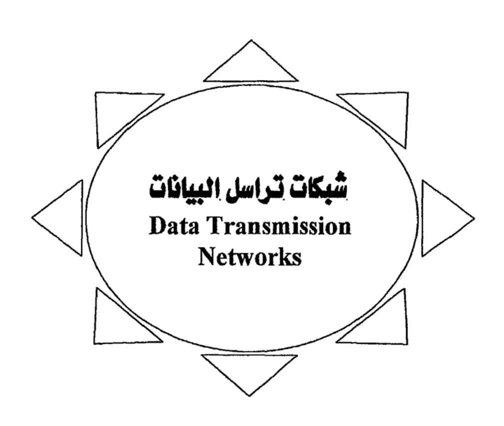
$S_0(t) = \cos(1100t + 30^o)$

$S_0(t) = \cos(1000t + 30^o)$

إذا كانت قيمة $N_0 = 0.2$ و $T_b = 10$ sec.

1. باستخدام كاشف مترابط.
2. باستخدام كاشف غير مترابط

الوحدة السادسة



شبكات تراسل البيانات
Data Transmission Networks

1-6 شبكات تراسل البيانات Data Transmission Networks

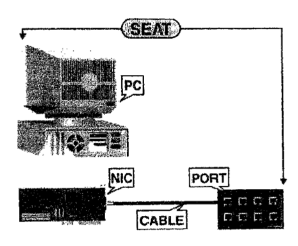
شـــبكة تراســـل المعطـــيات (البيانات) هي شبكة الاتصالات التي تمكّن أيٍ من أطرافها (مستخدميها) للوصول الى طرف آخر منها و معالجة البيانات المتوفرة لـــدى ذلـــك الطرف مما يؤدي الى توفير الوقت و المال و المشاركة بالمصادر المعلومـــات بيـــن المســـتخدمين و بســـهولة. و يعتمد نوع الربط بين محطات المعطـــيات علـــى مدى كبر هذه الشبكة، فلعدد قليل من الحواسيب (الموجودة ضـــمن مساحة محددة) يمكن الربط المباشر بينها بأي من الكوابل المناسبة لهذا الغرض.

و لكـــن للشـــبكات التي تغطي مساحات واسعة النطاق لا يعدّ من الممكن ربط المحطـــات ربطـــا مباشرا، و لا بد في هذه الحالة من استخدام وحدات واجهة Interfaces . و الشـــبكة ليســـت عبارة عن معدات Hardware فقط، و إنما نحتاج أيضا للبرامج Software الضرورية لتمكين كل محطة station فيها من الوصول لمحطة أخرى و مشاركتها بما لديها من معلومات.

وبناءا على ذلك نصنف أسلوب الربط في الشبكات بصورة عامة الى:

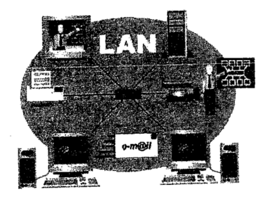
1. الـــربط المباشـــر Direct connection: لا حاجـــة لاستخدام وحدات واجهـــة و إنمـــا يتم الربط بين الأطراف مباشرة بواسطة الكوابل. هذا الـــنوع مـــن الـــربط مناســـب للمســـافات القليلة. مثال على ذلك شبكة التليفونات الداخلية.
2. الـــربط غـــير المباشر Indirect Connection: لشبكات المساحات الكبـــير، يتم استخدام وحدات واجهة التي تربط بكل طرف من أطراف

الشبكة، و يتم تمرير المعلومات من طرف الى آخر مرورا بهذه الوحدات. و يستلزم هذا النوع من الربط معدات إضافية:

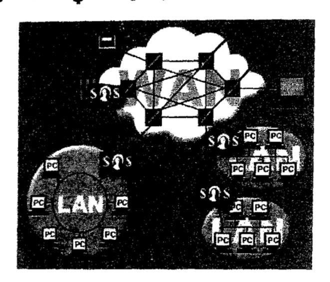


و عند الحديث عن شبكات الحاسوب لا بد من تصنيفها بحسب المساحات التي تغطيها الى:

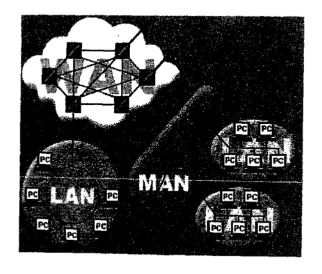
1. Local Area Network (LAN) : التي تغطي مساحات محلية صغيرة، و الموضحة في الشكل التالي.



2. Wide Area Networks (WAN) : التي تغطي مساحة كبيرة و تربط ضمنا بين شبكات LAN، و الموضحة في الشكل التالي:

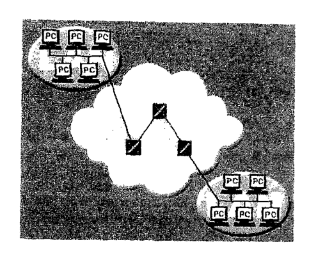


3. Metropolitan Area Networks (MAN) : التي تغطي مساحات كبيرة و تربط بين شبكات LAN و شبكات WAN، و الموضحة في الشكل التالي:

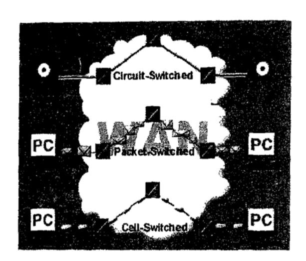


أما شبكات تراسل المعطيات بشكل عام فيمكن ان تقسم الى نوعين:

1. شـبكات الغلق و الفتح (switched networks): و التي تعرف أيضا بالعملـية. و تعـدّ مفاتـيح الـتحويل بالهيـئة التي تؤمن مسار مرور المعلومـات مـن طرف الى آخر وفقا للحاجة. و تعد قليلة التكلفة من جهة، و من جهة أخرى قد تعاني المكالمة من تأخير زمني بسيط بسبب الـتحويل. و هـي تمكّـن مستخدمي الشبكة من اختيار الخدمات التي يـريدونها و حجب بقية الخدمات (و بالتالي لا يدفع المستخدم إلا تكلفة مـا يطلبه هو من خدمات). و الشكل التالي يبين شبكة WAN من نوع الغلق و الفتح:



و روابط الفتح و الغلق نجدها في شبكات PSTN ، ISDN ، Frame Relay وATM networks . يمكـن أن نميّز أنواع من شبكات الفتح و الغلق (الموضحة في الشكل التالي) ففي شبكات WAN نميّز 3 أنواع منها، هي:

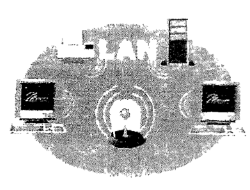


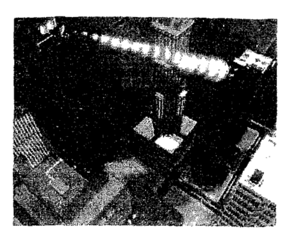
1-1 Circuit-switched : تمــثّل الشبكات التي توفّر قناة أو دائرة مؤجرة تســتخدم لفــترة محــددة خلال الإرسال. و في الأصل تم تصميم هذه الشبكات لنقل الإشارة الصوتية القياسية. من أفضل الأمثلة على شبكات دوائر التحويل هي PSTN.

2-1 Packet-switched : تمــثّل الشبكات التي تجزأ الرسائل الى مقاطع متعددة الأطوال و تقوم بإرسالها بشكل منفصل عبر روابط ديناميكية. و فــي الأصــل تــم تصميم هذه الشبكات لإرسال البيانات خلال الدوائر القياسية المعرضة للتشويش و الأخطاء. تعدّ شبكة الإنترنت أفضل مثال لشبكات تحويل الحزم.

3-1 Cell-switched : تمثّل الشبكات التي تجزأ الرسائل الى مقاطع محددة الطول و تقوم بإرسالها بشكل منفصل عبر روابط ديناميكية دائمة.

2. شـــبكات انتشـــار الأمـــواج broad cast networks : في هذا النوع من الشبكات تستطيع جميع الأطراف استقبال المعلومة المرسلة من أحدها و في نفـــس الوقت. فيقل الاعتماد على الكوابل الفيزيائية في شبكات الاتصالات اللاسلكية.





و على الرغم من التحديدات التي يواجهها الإرسال اللاسلكي (المسافة و طـــول خط النظر)، فان معايير و تطورات تكنولوجيا الاتصالات المتحركة في تزايد مستمر. مثال على شبكات WAN اللاسلكية الأقمار الصناعية أو إرسال أشعة الليزر من مبنى الى آخر (خط النظر)، و لكنها لا تتمتع بالسرية اللازمة.

ان لكـــل مـــن شـــبكات تراســـل البـــيانات Data Transmission Networks (DTN) و شبكة التليفونات Telephone Networks خصائص خاصـــة بكـــل مـــنهم. و كلاهمـــا يؤدي الغرض بنقل المعلومات. و لكن من المميزات التي تجعل لاستخدام DTS أفضلية على استخدام شبكة التليفونات:

أ. تكلفة المكالمات القليلة (خاصة بما يتعلق بالمكالمات الدولية).

ب. إمكانـــية تجنــب الــتحديد علـــى طلب المكالمة على الخط (dialed telephone call) بين نقطتين.

ج. معدل الخطأ في DTN اقل من معدّل الخطأ في شبكة التليفونات.

د. الزمن اللازم لتهيئة المكالمة (call set up time) أسرع.

ه. السرعة العالية للإرسال.

و. عملـــيات التشفير و الترميز و سرعة التحويل تصبح أسهل عند التعامل مع DTS.

ز. تجنـــب التحديدات الناتجة عن المعدات (الفيزيائية). و ملاءمة الخطوط للجهود.

تقسم خدمات المعطيات العامة غالبا الى أربعة أصناف:

1. الدوائر المؤجرة Leased Circuits.
2. استعمال شبكة المقاسم التليفونية العامة Public Switch Telephone Network (PSTN).
3. شـــبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة Circuits Switch of Public Data Network (CPSDN).
4. شبكة تراسل مقاسم حزم المعطيات (PSPDN).

2-6 الدوائر المؤجرة Leased Circuits

الدوائر المؤجرة هي عبارة عن دوائر دائمة محجوزة لغرض واحد من الاتصـــالات و متوفرة للمستخدم في جميع الأوقات. و الخط المؤجر Leased Line هو الخط الدائم بين نقطتين أو أكثر من شبكة الاتصالات (فلا يوجد مفتاح للفتح و الغلق و التحكم بمسار المعلومات).

و اســـتخدام هــذا النوع من الدوائر في شبكات الاتصال كان فعال في الســـابق، حيث كان عدد المشتركين قليل و بالتالي كانت تكلفة هذه الدوائر أقل تكلفـــة من الشبكات الأخرى. و لكن مع التزايد المستمر و الضخم للمستخدمين (المشـــتركين) أصبح تطويرها ضرورة لا بد منها. و بدأ هذا التطور باستخدام المركزات (concentrators) أو المجمعات (Multiplexer) لحمل أكثر من قـــناة علـــى الخـــط الواحد. و مع التزايد الكبير لمستخدمي الشبكة و تضخم الحـــركة الهاتفية traffic تم استخدام المقاسم (switching equipments). و تعـــد الشبكات الخاصة private networks من الأمثلة على الدوائر المؤجرة، التـــي تخدم مستخدم (أو مجموعة من المستخدمين) بشكل دائم حيث تحتاج هذه الشبكات سرية في عدم المشاركة بالمعطيات مع غير المستخدمين لها.

مـــن الضروري توضيح مصطلح "المعيار standard"، و الذي يعرّف علـــى أنّـــه أقل درجات الصفة العامة. و معظم الشركات تنمّي المعايير ضمن النطاق الخاص بها مما يؤدي الى عدم تناغم الى أن تصبح من المعايير العامة. و عند تصميم شبكة لا بد من الالتزام بالمعايير المطبقة الخاصة بها. مثال ذلك لـــو أنم أن أحد معايير التطبيقات criteria for application لشبكة أنها ذات سرّية عالية، فلا يجوز أن ينتج عن تصميمها انعدام في السرّية أو انخفاض في مستواها.

من الخصائص و معايير التطبيقات العامة للدوائر المؤجرة:

1. الثقة العالية High reliability.
2. درجة السرّية العالية كونها دوائر خاصة لا تتشارك بالمعطيات مع غير المستخدمين.

3. الكلفة العالية حيث أن التوصيلات تستخدم لغرض واحد فقط، و لذلـــك فهـــي تســـتخدم غالبا عند الحاجة لنقل كمية كبيرة من الحركة الهاتفية بشكل موثوق بين نقطتين أو أكثر.
4. عدم الحاجة لتهيئة المكالمة call set-up حيث ان التوصيلات محددة بين نقاط محددة.
5. توفر الخطوط دائما 24 ساعة في اليوم، 7 أيام في الأسبوع.

أهم الاستخدامات للدوائر المؤجرة تتضمن video conferencing و تصـــوير البـــيانات الطبـــية medical data imaging و التحويلات المالية financial wire transfers.

تســـتعمل الدوائـــر المؤجرة مع أنظمة الاتصالات القياسية و أنظمة الاتصالات الرقمـــية. و تعـــتمد ســـرعة النقل بها على سرعة الكابل المستخدم في الشبكة (ســـرعة قلـــيلة ~ copper cable، سرعة عالية ~ fiber optics). و قبل الدخول في تفاصيل كل نظام سنلقي الضوء على الحركة الهاتفية traffic.

الحركة الهاتفية Traffic

الحـــركة الهاتفـــية traffic تمـــثّل جميع أنواع المعطيات المتداولة بين أطراف الشبكة. و التي يمكن تصنيفها بكل أساسي الى:

1. صـــوت voice: و هـــو الجـــزء المستعمل بشكل تجميعي للتعبير عن الأصوات غير المضغوطة بحيث تنقل عبر الشبكة. و تعد PSTN اكبر شـــبكة صـــوتية موجودة الآن و ان كانت تلبي احتياجات بنقل البيانات أيضا.
2. بيانات Data : التي تعود للمعلومات الإلكترونية الموجودة في الملفات، قواعد البيانات، الوثائق و الصور و التي تشفر رقميا كإشارتي الصوت و الصورة.

3. الصـــورة Video : و هو الجزء المستعمل بشكل تجميعي للتعبير عن الصور المتحركة غير المضغوطة بحيث تنقل عبر الشبكة.

في الأصل صممت الشبكات لنقل نوع واحد من الحركة الهاتفية (صوت أو بيانات)، بينما شبكات الاتصالات الحديثة فتشمل المعدّات الضرورية للتمكن من نقل أكثر من نوع.

1-2-6 الدوائر المؤجرة القياسية Analog Leased Circuits

تســتعمل الدوائــر المؤجــرة القياســية فــي الدوائر التليفونية. و من الخصائص العامة لهذه الدوائر:

1. خدمة تراسل المعطيات:

خـــلال الدوائـــر المؤجـــرة التليفونية يفضل معدّلات تراسل المعطيات الرقمية المتزامنة التالية:

0.6, 1.2, 2.4, 3.6, 4.8, 7.2, 9.6, 14.4 Kbit/sec

2. استقلالية سلسلة أجزاء المعطيات المتعاقبة Data Independency.

3. واجهـــات للـــربط بيـــن المعدّات الطرفية للبيانات Data Terminal Equipment (DTE) و المعـــدّات بـــيانات نظام الاتصالات Data Communications Equipment (DCE). و تعتمد خصائصها على خصائص DTE و DCE. فيمكن أن تكون DTE حاسب رقمي أو آلة طابعـــة أو مـــا الى ذلك. و يمكن أن يكون DCE عبرة عن المعدّل أو المعدّل العكسي modem.

4. لغرض إرسال المعطيات خلال الدوائر المؤجرة القياسية نحتاج لأنظمة الـــتعديل و الـــتعديل العكســـي (modems). و نستطيع ان نميّز أنواع مخـــتلفة لأنظمـــة الـــتعديل و الـــتعديل العكسي وفقا لحزمة المعطيات المتداولة (حزمة الصوت، حزمة المجموعة، حزمة المجموعة الخاصة).

أ. حـزمة الصـوت voice band: في الأصل صممت أنظمة التعديل و الـتعديل العكسـي modems الخاصـة بهذه الحزمة للعمل مع شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN، و بالرغم من ذلك فهي مناسبة للعمل مع الدوائر المؤجرة القياسية. و هي تتضمن:

1. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـامل duplex باسـتعمال خطيـن و بمعدّل نبضات 1.2 Kbit/sec
2. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـامل duplex باسـتعمال خطيـن و بمعدّل نبضات 2.4 Kbit/sec
3. أنظمة التعديل و التعديل العكسي باستعمال 4 خطوط و بمعدّل نبضات 2.4 Kbit/sec.
4. أنظمة التعديل و التعديل العكسي باستعمال 4 خطوط و بمعدّل نبضات 9.6 Kbit/sec.
5. الـتعديل و الـتعديل العكسـي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـامل duplex باسـتعمال خطيـن و بمعدّل نبضات 2.4 Kbit/sec، بالإضافة إلى استعمال تنقية الصدى echo.
6. أنظمـة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام إرسال و استقبال كامل full duplex أو نصفي half duplex بمعدّل نبضات 4.8 Kbit/sec، مع قناة اختيارية خلفية.
7. أنظمـة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام إرسال و استقبال كامل full duplex أو نصفي half duplex بمعدّل نبضـات (4.8, 2.4 Kbit/sec)، مـع معادل أتوماتيكي automatic equalizer.

8. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكامل duplex لإشارات المعلومات data signaling باستعمال خطين و بمعدّل نبضات لغاية 9.6 Kbit/sec

ب. حزمة المجموعة group band. أنظمة التعديل و التعديل العكسي modems الخاصة بالحزمة (60-108 KHZ) هي:

1. أنظمة تستعمل معدّل سيل نبضات يساوي 48 Kbit/sec.
2. أنظمة تستعمل معدّلات سيل نبضات تساوي (48, 56, 64, 72 Kbit/sec).
3. أنظمة تستعمل معدّلات سيل نبضات تساوي (96, 112, 128, 144 Kbit/sec).

ج. حزمة المجموعة الخاصة super group band. غير معرّفة.

2-2-6 الدوائر المؤجرة الرقمية Digital Leased Circuits

على خلاف القياسية منها، فلا حاجة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي مع الدوائر المؤجرة الرقمية. و ميزات هذه الدوائر على شبكات المعطيات العامة PDN :

1. خدمات تراسل المعطيات: تشمل كل مما يلي:

أ. وصف لتفصيلات خدمات درجات المستعمل للخدمة في شبكة المعطيات العامة PDN.

ب. وصف لخدمات لتراسل المعطيات و التسهيلات الاختيارية في شبكة المعطيات العامة PDN.

ج. وصف للأقسام المختلفة للوصول لشبكة المعطيات العامةPDN.

2. واجهة بين DTE وDCE. و تتضمن:

أ. تراسل بداية-نهاية (start-stop Transmission)

ب. واجهة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي لسلسلة (V) ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكامل duplex غير المتزامنة.

ج. عمل التزامن synchronous operation.

د. واجهة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي لسلسلة (V) المتزامنة.

ه. تعريف دوائر التبديل الداخلي Interchange circuits.

و. الخصائص الكهربائية لواجهة الدوائر المتكاملة غير المتوازنة.

ز. الخصائص الكهربائية لواجهة الدوائر المتكاملة المتوازنة.

3. استقلالية سلسلة أجزاء المعطيات المتعاقبة Data Independency.

3-6 شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN

يقصد بالشبكات العامة، الشبكات التي تتيح خدماتها للعموم (الراغبين في خدماتها). و من أوسع هذه الشبكات انتشارا شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN ، و شركات الهواتف تكون المسؤولة عن تقديم خدمات هذه الشبكة سواء توفير خطوط المكالمات المحلية أو المكالمات الدولية و غيرها من الخدمات.

لا يتكلف مستخدم هذه الشبكة تكلفة عالية، و لكن يدفع التعريفة tariff، و هي معدّل المبالغ المترتبة لخدمات الاتصالات المتنوعة التي توفرها الشبكة لزبائنها. فعلى خلاف الشبكات الخاصة أو المؤجرة، حيث يدفع أصحاب الشبكة

جميع التكاليف، ففي الشبكات العامة توزع التكلفة على جميع مستخدمي الشبكة و بالتالـــي يترتب على كل واحد رسوم بسيطة للتركيب و التشغيل (بالإضافة للفواتير الدورية الخاصة بالمكالمات و باقي الخدمات).

تعــد شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN من أوسع الشبكات انتشارا فـــي العالم. معظم شبكات الهواتف الموجودة حاليا قياسية، و البعض منها فقط رقمـــي. و القياســـية منها، كما هو الحال مع الدوائر المؤجرة القياسية، تحتاج لأنظمـــة تعديـــل و تعديـــل عكسي modems لغرض تراسل البيانات الرقمية خلالها.

و تعد PSTN أفضل مثال على شبكات WAN لنقل الصوت بينما تعدّ الإنترنـــت أفضل مثال على شبكات WAN لنقل البيانات data. كما لكونها من شـــبكات الغلق و الفتح فهي تتمتع بخصائص تلك الشبكات التي سبق و تطرقنا إليها في بداية هذه الوحدة.

و من الخصائص العامة لهذه الشبكات:

1. تهـــيأ توصـــيلات الفتح و الغلق وفقا للحاجة قبل نقل المعلومة. و من الممكن أن يصادف ذلك تأخير زمني بسيط (و لكنه لا يدخل في حساب التكلفة).
2. خدمات تراسل المعطيات:

في الشبكات القياسية يمون معدّلات تراسل المعطيات الرقمية المتزامنة بالقيم التالية:

0.6, 1.2, 2.4, 4.8, 9.6 Kbit/sec

3. ان أســـلوب الـــربط بين DTE's فيزيائي مباشر خلال طلب المكالمة، كما يتم تجهيز الطريق للمكالمة مرة واحدة فقط.
4. تستخدم لإرسال الصوت فقط من الحركة التليفونية Traffic.

5. كلفـــة المكالمة تعتمد على كل من مدتها و المسافة بين الطرفين، فكلما زادت المدة أو المسافة زادت بالمقابل رسوم المكالمة.
6. لغرض إرسال المعطيات خلال الدوائر المؤجرة القياسية نحتاج لأنظمة الــتعديل و الــتعديل العكسي (modems). و نستطيع ان نميّز أنواع مخــتلفة لأنظمـــة الــتعديل و الــتعديل العكسي وفقا لحزمة المعطيات المتداولة :

أ. أنظمـــة الــتعديل و الــتعديل العكســـي لتراسل المعطيات المتوازية باستعمال ترددات الإشارة الصوتية.

ب. أنظمـــة الــتعديل و الــتعديل العكســـي لتراسل المعطيات المتوازية للاستعمال العالمي.

ج. الــتعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـــامل duplex باستعمال خطين و بمعدّل نبضات 1.2 Kbit/sec

د. الــتعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـــامل duplex باستعمال خطين و بمعدّل نبضات 0.3 Kbit/sec

ه. أنظمـــة الــتعديل و الــتعديل العكسي بمعدّل نبضات 2.4 Kbit/sec

و. أنظمة التعديل و التعديل العكسي بمعدّل رمز 600/1200 baud/sec

ز. الــتعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـــامل duplex باستعمال خطين و بمعدّل نبضات 2.4 Kbit/sec، و باستعمال تقنية إلغاء الصدى echo.

ح. أنظمة التعديل و التعديل العكسي بمعدّل نبضات 4.8/2.4 Kbit/sec

ط. الـتعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكـامل duplex باستعمال خطين و بمعدّل نبضات 9.6 Kbit/sec، و باستعمال تقنية إلغاء الصدى echo.

أما معايير التطبيق الخاصة لشبكة PSTN فهي (و التي نستطيع استنتاج البعض منها مما سبق):

1. الحركة الهاتفية Traffic قليلة نسبيا.
2. الربط بين نقطتين هو من نوع طلب الخط dial-up.
3. مسـتوى السـرّية أقل منه في الشبكات المؤجرة أو شبكة تراسل حزم المعطيات PSPDN.
4. زمن تهيئة المكالمة متوسط.
5. سرعة نقل المعلومات لا تزيد عن 9.6 Kbit/sec.
6. الـتكلفة الفعالـة للـتكلفة cost effective distance هـي المسافات القصيرة و المتوسطة (تصبح التكلفة عالية نسبيا للمسافات الطويلة).
7. مسـتوى الـثقة reliability أقـل منه في الشبكات المؤجرة أو شبكة المعطـيات العامـة PDN. و تعتمد على كل من المسار المتبع و حالة الخط، و تقل كلما ازداد طول المسافة و معدّل إشارة المعطيات.

4-6 شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة CSPDN

كمـا تسـتخدم دوائـر التحويل (الفتح و الغلق) في خدمات التليفون و الفـاكس، تستخدم دوائر مشابهة لها في اتصالات المعطيات بحيث يستمر الربط خلال طلب المكالمة.

و يمكن التعرف على شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة CSPDN من خلال معرفة الخصائص العامة لها و التي يمكن تلخيصها بالنقاط التالية:

1. ربط الدائرة خلال إجراء المكالمة من نوع نهاية–نهاية (stop-stop).
2. زمن الاستجابة للشبكة Network response time متوسط.
3. تعتمد تكلفة المكالمة في الوضع النموذجي على المسافة و زمن المكالمة.
4. ملاءمتها للحركة الهاتفية الكبيرة نسبيا و زمن المكالمة الطويل.
5. واجهة DTE/DCE، و التي تتضمن:
   أ. خدمات تراسل بداية – نهاية (start-stop).
   ب. أطراف (terminals) السلسلة (V) المتزامنة.
   ج. أطـــراف (terminals) السلسلة (V) ذات نظام الإرسال و الاستقبال Transreceiver الكامل غير المتزامنة.
   د. عمل التزامن Synchronous operation .
   ه. درجات التجميع الخاصة بالمشترك multiplexed users class 3-6.
6. خدمات تراسل المعطيات، و التي تشمل:
   أ. درجات المستخدم للخدمة.
   ب. خدمات المستعمل و التسهيلات.
   ج. أقسام الوصول الى DTE الى شبكة مقاسم المعطيات العامة CSPDN.

أما بالنسبة لمعايير التطبيق الخاصة لشبكة CSPDN فهي:

1. الحركة الهاتفية Traffic كبيرة نسبيا و الفترة الزمنية طويلة.
2. الربط:

أ. بين نقطتين.

ب. طلب الخط dial-up.

ج. الربط بين عدة نقاط.

3. ملائمة للحركة الهاتفية المزدحمة.
4. فعالة لتراسل المعطيات لكل من المسافات القصيرة و المتوسطة.
5. مستوى جيد من الخدمات.
6. زمن تهيئة المكالمة قصير.
7. سرعة نقل المعلومات لا تزيد عن 48 Kbit/sec.

5-6 شبكة تراسل مقاسم حزم المعطيات PSPDN

يمكــن التعرف على شبكة تراسل مقاسم حزم المعطيات PSPDN من خلال معرفة الخصائص العامة لها و التي يمكن تلخيصها بالنقاط التالية:

1. تســتخدم دوائر التحويل الحزمي (packet switching) بشكل مكثف. فتجزأ الرسائل الى مقاطع متعددة الأطوال و ترسل بشكل منفصل عبر روابـــط ديناميكـــية، و يسبق كل جزء (حزمة) منها رقم ثماني لتعريف الحزمة و المسار المتبع للإرسال. و في الأصل تم تصميم هذه الشبكات لإرسال البيانات خلال الدوائر القياسية المعرضة للتشويش و الأخطاء، فــتكون متــبوعة بنظام ثماني لتصحيح الأخطاء. و هذا الشكل يعرف بالرســالة المــتقدمة header. ان كــل حزمة تحوي مجالات تعريف مجموعـــة القـــناة (0→15) و رقــم القــناة منفردة في كل مجموعة (0→225).
2. استقلالية أجزاء المعطيات خلال إطار المعطيات.

3. لدى هذه الشبكة القدرة على التحويل من تشكيلة الى سرعة format to speed.
4. وقت تهيئة المكالمة قصير.
5. يعـــتمد الناتج على التسهيلات التي يتم اختيارها من قبل المستعمل. كما أنها تتأثر بزيادة الحمل على الشبكة.
6. ربـــط الدائـــرة خـــلال إجراء المكالمة من نوع نهاية– نهاية و يستمر لفترات غير محددة.
7. تعـــتمد تكلفة المكالمة على الحجم و زمن المكالمة (ليس للمسافة تأثير، كمـــا هـــو ملاحظ عند استخدام شبكة الإنترنت لإجراء مكالمات بعيدة المدى).
8. واجهة DTE/DCE، و التي تتضمن:
   أ. الـــربط بين الأطراف العامة بنظام الرمز character code و بين المجمعات و المجمعات العكسية للحزم PAD
   ب. الـــربط بين المجمعات العكسية للحزم PAD و باقي الأطراف خلال شبكة الحزم.
   ج. الأطراف (terminals) العاملة بنظام الحزم
   د. واجهـــة بيـــن DCE و DTE لأطـــراف تعمل بنظام الحزم و الوصول لمداخل PSPDN من خلال شبكة الهواتف العامة (مع إمكانية الانتقال من نظام 4 خطوط الى نظام ذو خطين).
8. خدمات تراسل المعطيات، و التي تشمل:
   أ. درجات المستخدم للخدمة.
   ب. خدمات المستعمل و التسهيلات.
   ت. أنماط الوصول الى مداخل DTE.

أما بالنسبة لمعايير التطبيق الخاصة لشبكة PSPDN فهي:

1. الحركة الهاتفية Traffic صغيرة الحجم.
2. الربط:
   أ. بين نقطتين.
   ب. و الربط بين عدة نقاط.
3. فعالة لتراسل المعطيات لكل من المسافات الطويلة و المتوسطة.
4. مستوى جيد جدا من الخدمات.
5. سرعة نقل المعلومات لا تزيد عن 64 Kbit/sec.

6-6 خدمة تراسل المعطيات و شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ISDN

شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ISDN هي وصول آخر من الشبكات التي تقوم بتحويل خط المسار القياسي الى خط مسار رقمي، و بالتالي يمكن نقل البيانات الرقمية مباشرة . فالمجمعات في ISDN تتعامل مع التطبيقات التالية:

1. تفكيك تشفير البيانات لانتاج إشارات VF للسماعات التليفونية.
2. تفكيك تشفير البيانات للعوارض (شاشات صورة).
3. معالجة البيانات لتطبيقات الحاسوب الشخصي PC.

فهي تعالج الإشارات الصوتية و البيانات على حد سواء. و يوجد صنفين من ISDN هما:

1. شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ذات النطاق الضيق narrow band ISDN، و التي يرمز لها (N-ISDN).
2. شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ذات المعدّل الابتدائي primary rate أو النطاق الواسع broadband ، و التي يرمز لها (B-ISDN).

جـــاء الـــتطور للوصـــول الـــى شبكات ISDN لغرض تخفيض تكلفة الاتصـــالات الموجـــودة و تحســـين فعاليتها و توفير مختلف الخدمات الرقمية للمستخدمين. فالميزة الأساسية لشبكة ISDN هو ما توفره من تطبيقات صوتية و بيانـــية كبـــيرة. و نتـــيجة إضافة خدمات جديدة يجب أن يتم ترتيبها لغرض المنافســـة. و يمكن تزويد خدمات الشبكة الأساسية و الصيانة maintenance وأعمال إدارة الشبكة بالمعلومات الضرورية المحتواة في ISDN.

ان مواصفات خدمات تراسل و شبكة ISDN تغطي النقاط التالية:

1. أساسيات و مفهوم خدمات ISDN.
2. القدرة على توفير الخدمات.
3. الهيئة العامة للشبكة من مظاهر و أعمال.
4. البروتوكولات الخاصة بالشبكة و الأعمال المنجزة بها.

و خصـــائص خدمـــة تراســـل المعطيات و شبكة ISDN يمكن تلخيصها بالنقاط التالية:

1. الوقت اللازم لتهيئة المكالمة متوسط.
2. تعتمد تكلفة المكالمة على المسافة، زمن المكالمة، حجم الحركة، السرعة و نوع الخدمة.
3. الناتج عالي.
4. القدرة على التحويل من سرعة speed الى تشكيلة format .
5. استقلالية سلسلة أجزاء المعطيات عند التعامل بنظام الحزم.
6. واجهـــة DTE/DCE، و التي تشمل واجهات شبكة المستخدم التي توفر المقدرة على:

أ. التحقق من نجاح المكالمة.

ب. تنظيم الأطراف العديدة.

ت. اختيار :معدّل النبضات ، نظام الترميز و نظام التحويل.

3. خدمـــات تراسل المعطيات، جميع الخدمات الرقمية ملائمة للتعامل مع شبكات ISDN، و التي تشمل:

أ. الخدمات المتعلقة بالأمور الفنية من وجهة نظر المشترك.

ب. خدمات جانبية أخرى ذات علاقة بالخدمات المقدمة.

و بشكل عام تقسم خدمات الاتصالات في شبكة ISDN الى قسمين:

أ. خدمات محمولة bearer services.

ب. خدمات عن بعد tele-services.

أما بالنسبة لمعايير التطبيق لتفضيل شبكة ISDN فهي:

1. الحـــركة الهاتفية Traffic متراوحة بين قليلة الى عالية (وفقا للإشارة التي نتعامل معها).
2. سرعة نقل المعلومات متغيرة أيضا.
3. الربط:

أ. بين نقطتين.

ب. و الربط بين عدة نقاط.

4. فعالة لتراسل المعطيات لجميع المسافات القصيرة و المتوسطة و البعيدة.

7-6 ملخص المقارنة بين معايير الشبكات المختلفة

الجدول التالي يعطي ملخص لأهم معايير التطبيق لأنواع الشبكات المختلفة:

	Leased Lines	PSTN	CSPDN	PSPDN	ISDN
نظام التراسل	قياسي/رقمي	قياسي/ رقمي	رقمي	قياسي/رقمي	رقمي
معدل خطأ التراسل	قليل	عالي	قليل	قليل	قليل
أسلوب الربط	نقطة مع نقطة	غلق و فتح	غلق و فتح	غلق و فتح	غلق و فتح
سرعة التراسل	قليلة الى عالية	للنظام القياسي Up to 9.6 Kb/sec	Up to 48 Kb/sec	Up to 48 Kb/sec	Up to 64 Kb/sec
التحويل من سرعة speed الى بنية format	غير ممكن	غير ممكن	غير ممكن	غيرممكن	ممكن
البعد الفعال للتكلفة	قصير	من قصير الى متوسط	من قصير الى متوسط	من متوسط الى بعيد	متوسط
وقت تحضير المكالمة	–	طويل	متوسط	متوسط	متوسط

أسئلة الوحدة السادسة

س1) عدّد خصائص كل من الشبكات التالية:

1. DTN
2. Leased Circuits
3. PSTN
4. CSPDN
5. PSPDN
6. ISDN

س2) ما مميزات DTN على شبكة الهواتف؟

س3) ما معايير التطبيق التي تفضل كل من الشبكات التالية:

1. DTN
2. Leased Circuits
3. PSTN
4. CSPDN
5. PSPDN
6. ISDN

س4) قارن بين الشبكات في السؤال السابق من حيث:

1. معدّل تراسل البيانات.
2. نوع الربط المستخدم.
3. حاجـتها لأنظمة التعديل و التعديل العكسي modems (تعاملها مع أنظمة قياسية أو رقمية).
4. حجم الحركة الهاتفية.
5. البعد الفعال للتكلفة.
6. الوقت اللازم لتحضير المكالمة.

7. سرعة التراسل.

س5) ما الفرق بين شبكات الفتح و الغلق و الشبكات المؤجرة ؟

س6) أي الشبكات تفضل لتأمين حجم حركة هاتفية كبيرة؟

س7) على ماذا تعتمد تكلفة المكالمة في كل من:

1. PSDN
2. PSPDN
3. ISDN

س8) لإجراء مكالمات دولية، أي الشبكات توفر الخدمة بتكلفة أقل؟

س9) لإجراء مكالمات محلية، أي الشبكات توفر الخدمة بتكلفة أقل؟

س10) لنقل بيانات (صوت و صورة) ذات حجم كبير، أي الشبكات توفر الخدمة بتكلفة أقل؟

س11) لنقل بيانات (صوت و صورة) ذات حجم كبير، أي الشبكات توفر الخدمة بسرعة أعلى؟

س12) عدّد أنواع شبكات الفتح و الغلق.

Appendix الملحق

أهم المصطلحات و المختصرات العلمية المستخدمة في الكتاب

ADC	Analog to Digital Converter	محوّل الإشارة القياسية الى رقمية
DM	Delta Modulation	تعديل الفرق
PTM	Pulse Time Modulation	تعديل زمن النبضة
PCM	Pulse Code Modulation	التعديل النبضي المرمز
PWM	Pulse Width Modulation	تعديل عرض النبضة
PPM	Pulse Position Modulation	تعديل مكان النبضة
PAM	Pulse Amplitude Modulation	تعديل اتساع النبضة
NRZ	Not Return to Zero	عدم العودة الى الصفر
NRZ	Not Return to Zero	عدم العودة الى الصفر
HDB-3	High Density Bipolar-3	الرمز ذو القطبيتين عالي الشدة من الدرجة الثالثة
CMI	Code Mark Inversion	الرمز العاكس للعلامة
SNR	Signal to Noise Ratio	نسبة قدرة إشارة المعلومات الى قدرة إشارة التشويش

TDM	Time Division Multiplexing	التجميع الزمني /مزج الشرائح الزمنية
FDM	Frequency Division Multiplexing	التجميع الترددي/ تقسيم عرض النطاق
BER	Bit Error Rate	معدّل خطأ النبضة
FSK	Frequency Shift Keying	الإزاحة الترددية
PSK	Phase Shift Keying	الإزاحة الطورية
ASK	Amplitude Shift Keying	الإزاحة السعوية
BPSK	Binary Phase Shift Keying	الإزاحة الطورية الثنائية
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	التعديل السعوي الرباعي
LPF	Low Pass Filter	مصفى تمرير حزمة الترددات المنخفضة
BPF	Band Pass Filter	مصفى تمرير حزمة ترددية
ISI	Intersymbol Interference	تداخل الرموز المتجاورة
OOK	On-Off Keying	إزاحة سعوية (فتح و غلق)
PSD	Power Spectral Density	الطيف الترددي للقدرة
VCO	Voltage Controlled Oscillator	المهتز المتحكم بالفولتية
FEC	Forward Error Correction	تصحيح الأخطاء مقدما
ARQ	Automatic Repeat Request	إعادة الطلب التلقائي
PSTN	Public Switching Telephone Network	شبكة المقاسم التليفونية العامة

CSDN	Circuits Switching Data Network	شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة
ISDN	Integrated Services Digital Network	شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة
DTE	Data Terminals Equipment	معدات البيانات الطرفية
E_b	Bit Energy	طاقة النبضة
P	Power	القدرة
P_e	Probability of Error	احتمالية الخطأ
Mbit	Mega bit	مليون نبضة
Kbit	Kilo bit	ألف نبضة
sec	second	ثانية
rms	root mean square	جذر متوسط القيمة التربيعية
f	frequency	التردد
T	Period time	الزمن الدوري
R	Rate	المعدّل

المراجع العلمية

1. Analog and Digital Communication Systems, Marten S. Roden, 4th Edition. Prentice-Hall International, Inc.
2. Digital and Analog Communication Systems, Leon W. Couch II, 5th Edition. Prentice-Hall International, Inc.
3. Modern Digital and Analog Communication Systems, B. P. Lathi, 2nd Edition. The Dryden Press .
4. دوسيه الاتصالات الرقمية. تأليف نخبة المهندسين الأردنيين
5. Signals and Systems: Continuous and Discrete, Rodger E. Ziemer, William H. Tranter, and D. Ronald Fannin. 3rd Edition.
6. Digital Communication Lab Manual /Applied Science University, Eng. Maryam Aku-Zaheya, 1999-2000..
7. Digital Electronics Lab Manual / Applied Science University, Eng. Maryam Aku-Zaheya, 1997-1998

الاتصالات الرقمية



دار صفاء للطباعة والنشر والتوزيع

عمّان - شارع السلط - مجمع الفحيص التجاري

تلفاكس 4612190 ص.ب 922762 عمّان 11121 الأردن

www.darsafa.com E-mail:safa@darsafa.com



+962 6 463 2739

E-mail:Moj_pub@hotmail.com